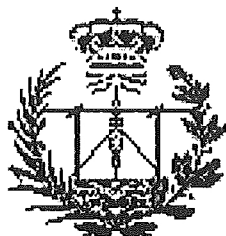


UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
DE TELECOMUNICACIÓN**



PROYECTO FIN DE CARRERA

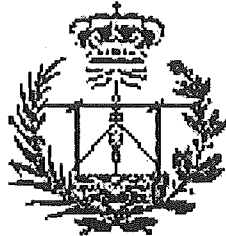
**ESTUDIO DE LIMITACIONES EN
SISTEMAS WDM**

Carlos Alfonsel Jaén

Curso 2001 – 2002

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
DE TELECOMUNICACIÓN**



**ESTUDIO DE LIMITACIONES EN
SISTEMAS WDM**

PROYECTO FIN DE CARRERA

por

Carlos Alfonso Jaén

Director: Paloma Rodríguez Horche

Madrid, 2002

Proyecto Fin de Carrera

Título: Estudio de Limitaciones en Sistemas WDM

Autor: Carlos Alfonsel Jaén

Tutor: Paloma Rodríguez Horche

Departamento de Tecnología Fotónica

Miembros del Tribunal

Presidente: Paloma Rodríguez Horche

Vocal: Ana González Marcos

Vocal Secretario: Francisco Javier Quintana Arregui

Suplente: Ignacio Esquivias Moscardó

Fecha de lectura: Madrid, 27 de mayo de 2002

Calificación: Matrícula de Honor (10,0 pto.)

Resumen

Los avances tecnológicos de los últimos años han modificado el panorama de las comunicaciones ópticas. Los amplificadores EDFA (*Erbium-Doped Fiber Amplifier*) han alterado dos aspectos fundamentales de los sistemas WDM (*Wavelength Division Multiplexing*): el aumento considerable de las distancias de regeneración y además, la tecnología WDM es un medio más económico de incrementar la capacidad de los sistemas que la tecnología TDM (*Time Division Multiplexing*). Sin embargo, la implementación de sistemas WDM con grandes tramos sin regeneración de señal óptica trae consigo la aparición de nuevos problemas, entre los que se encuentran las no-linealidades en fibra óptica. Estas no-linealidades en fibras de sílice se pueden clasificar en dos categorías: dispersión estimulada (de Raman y de Brillouin) y efectos debidos al índice no lineal de refracción (automodulación y modulación cruzada de fase y mezcla de cuatro ondas). Este Proyecto Fin de Carrera pretende ser un estudio teórico que refleje el actual Estado del Arte de los principales efectos no-lineales que se producen en los sistemas WDM: dispersión estimulada de Raman (SRS, *Stimulated Raman Scattering*), dispersión estimulada de Brillouin (SBS, *Stimulated Brillouin Scattering*), automodulación de fase (SPM, *Self-Phase Modulation*), modulación cruzada de fase (XPM, *Cross-Phase Modulation*) y mezcla de cuatro ondas (FWM, *Four-Wave Mixing*).

Palabras clave:

Dispersión cromática, EDFA (amplificador de fibra dopado con erbio), FWM (mezcla de cuatro ondas), gestión de la dispersión, no-linealidades en fibra óptica, SBS (dispersión estimulada de Brillouin), SPM (automodulación de fase), SRS (dispersión estimulada de Raman), WDM (múltiplex por división el longitud de onda), XPM (modulación cruzada de fase).

Abstract

Technological advances over the last years have reshaped the lightwave communications landscape. Erbium-doped fiber amplifiers (EDFAs) have altered two fundamental aspects of wavelength-division multiplexing (WDM) systems: considerable growth of regeneration spacings and in addition, wavelength-division multiplexing (WDM) technology is a more economical way to increase system capacity than time-division multiplexing (TDM). However, implementation of long unregenerated spans WDM systems gives rise to new problems, the optical nonlinearities among them. These nonlinearities in silica fibers can be clasified into two categories: stimulated scattering (Raman and Brillouin) and effects arising from the nonlinear refraction index (self-phase and cross-phase modulation and four-wave mixing). This Project try to be a theoretical study that reflects the actual State of Art of the principal nonlinear effects that appear in WDM systems: stimulated-Raman scattering (SRS), stimulated-Brillouin scattering (SBS), Self-Phase Modulation (SPM), cross-phase modulation (XPM) and four-wave mixing (FWM).

Keywords:

Chromatic dispersion, dispersion management, EDFA (Erbium-Doped Fiber Amplifier), FWM (Four-Wave Mixing), nonlinearities in optical fiber, SBS (Stimulated-Brillouin Scattering), SPM (Self-Phase Modulation), SRS (Stimulated-Raman Scattering), WDM (Wavelength-Division Multiplexing), XPM (Cross-Phase Modulation).

Agradecimientos

Gracias,

En primer lugar a Paloma, por su apoyo más allá del mero trato académico.

En segundo lugar a mi familia y muy especialmente a mi madre Inmaculada, pues todos ellos (Marga, José Luis, Belén, Javi, Josemari, Inés, Paloma y Guillermo) y en especial mi madre y mis abuelos han estado conmigo en los momentos más difíciles que he atravesado en mi vida. A todos vosotros, muchas gracias. Os quiero un montón.

Y en último lugar, pero no por ello el menos importante, a todos mis amigos, sin los cuales no habría tenido fuerzas para seguir adelante. No voy a hacer como todo el mundo, que por miedo a olvidarse de alguien no cita a nadie. Yo voy a nombraros a todos y cada uno de vosotros, que en algún momento de vuestra vida, quizás inconscientemente, me habéis ayudado, aparte de compartir ocho años (en el caso de los de la Escuela) de juergas, borracheras, fútbol, mus, tute, pocha, oreja, etc. En primer lugar, los de la Escuela: Alfredo, Almu, Amavisca, el Chuso, Diego, Elenita, Javi, Jon (más que un amigo), Jordi (le debo mucho a Vía Carpetana), Katerin (estés donde estés), Legendre, el Loco, Manolo, Melki, Mon, el Nene, Onofre, Paquito, Roberto, Rocco, el Rubio, el Tato y Topol. Muchas de vuestras novias también me han tenido que aguantar, así que es de ley nombrar a Ainhoa, Beatriz, Cristina, María y Mel. A lo largo de todos estos años me habré cruzado con mucha más gente; que sepáis que me acuerdo de todos vosotros. Ahora vienen los chicos Atlas: Ángel, Bea, Cris, Eva y la Susi. Sabed que fuistéis para mí una ayuda enorme en momentos muy delicados y que nunca olvidaré. Carmencita, Carmencita, que puedo decir de ti, mi psicóloga preferida de cabecera (y mucho más que eso). Espero que sigamos siendo tan amigos toda la vida. Probablemente tú y David hayáis sido las personas que más me habéis ayudado durante los últimos meses. Os quiero mucho, chicos y chicas, aunque a veces no lo demuestre. Este Proyecto está dedicado a todos vosotros, por vuestra ayuda y vuestro cariño.

Es curioso las vueltas que da la vida y lo dura que a veces ésta se vuelve. Es en esos instantes cuando lo verdaderamente importante se destaca del resto. Mi familia, a veces postergada por mí a un segundo plano, es una de esas cosas. Sin tener que pedirlo, te ayudan, te consuelan y te protegen. Y qué decir de los amigos. La familia te viene impuesta pero los amigos se escogen, o mejor dicho, ellos te escogen a ti. De ahí el valor de la amistad. Sois lo mejor que nunca me ha pasado.

A todos vosotros, gracias, muchas gracias. Os quiero.

Índice General

Lista de acrónimos	p.V
1. Introducción	p.1
2. Evolución Histórica De Los Sistemas De Fibra Óptica	p.5
2.1. Tasas de información básicas en redes de comunicación	p.8
APÉNDICE A: Cinco generaciones de sistemas ópticos	p.12
3. Conceptos WDM	p.15
3.1. Principios operacionales del WDM	p.16
3.2. Componentes pasivos WDM	p.19
3.3. Componentes activos WDM	p.22
4. Dispersión Estimulada De Raman (SRS)	p.25
4.1. Efectos de la SRS en sistemas WDM	p.26
4.1.1. Degradación del comportamiento debida a la SRS	p.26
4.1.2. Límites en potencia óptica impuestos por la SRS	p.28
4.1.3. Distorsión de la forma de onda debida a la SRS	p.30
4.1.3.1. Introducción	p.31
4.1.3.2. Métodos para la evaluación de la degradación	p.32
4.1.3.3. Potencia media y distorsión de la forma de onda	p.37
4.1.3.4. Distorsión de la forma de onda en una DSF	p.41
4.1.3.5. Efectos perjudiciales en otros tipos de fibras	p.46
4.1.3.6. Conclusiones	p.49
4.2. Efectos de la SRS en técnicas de supervisión WDM	p.50
4.2.1. Introducción	p.50
4.2.2. Montaje experimental	p.51
4.2.3. Discusión de los resultados experimentales	p.51
4.2.4. Conclusiones	p.55
4.3. Técnicas de supresión SRS	p.56
4.3.1. Inversión espectral	p.56
4.3.1.1. Introducción	p.56

4.3.1.2. Varianza de la diafonía SRS	p.57
4.3.1.3. Resultados experimentales	p.59
4.3.1.4. Conclusiones	p.61
4.3.2. Filtrado óptico	p.61
4.3.2.1. Introducción	p.61
4.3.2.2. Modelo teórico	p.62
4.3.2.3. Discusión de los resultados experimentales	p.63
4.3.2.4. Conclusiones	p.66
4.4. Parámetros WDM limitados por la SRS	p.67
APÉNDICE A: Propiedades estadísticas de la diafonía SRS	p.74
APÉNDICE B: Sumario SRS (dispersión estimulada de Raman)	p.81
5. Dispersión Estimulada De Brillouin (SBS)	p.89
5.1. Introducción	p.90
5.2. Efectos de la SBS: límites en potencia	p.91
5.2.1. Introducción	p.91
5.2.2. Umbral SBS para luz sin modular	p.92
5.2.3. Dependencia con la modulación	p.94
5.2.3.1. Modulación con un patrón fijo	p.95
5.2.3.2. Modulación con un patrón aleatorio	p.98
5.2.4. Resultados experimentales	p.100
5.2.5. Conclusiones	p.107
5.3. Efectos de la SBS: diagrama de ojo	p.107
5.3.1. Introducción	p.108
5.3.2. Diseño teórico	p.108
5.3.3. Consideraciones de calibración	p.114
5.3.4. Resultados numéricos	p.117
5.3.5. Conclusiones	p.121
5.4. Medida del umbral SBS	p.121
5.4.1. Introducción	p.121
5.4.2. Análisis	p.122
5.4.3. Resultados experimentales	p.124
5.5. Conclusiones	p.127
APÉNDICE A: Sumario SBS (dispersión estimulada de Brillouin)	p.128

6. Otras No-Linealidades En Fibra	p.133
6.1. SRS (dispersión estimulada de Raman)	p.135
6.2. SBS (dispersión estimulada de Brillouin)	p.136
6.3. SPM (automodulación de fase)	p.136
6.4. XPM (modulación cruzada de fase)	p.139
6.5. FWM (mezcla de cuatro ondas)	p.144
6.6. Gestión de la dispersión	p.153
APÉNDICE A: Símbolos y valores típicos	p.159
APÉNDICE B: Fórmulas y símbolos	p.160
7. Resumen Final Y Conclusiones	p.161
7.1. Conclusiones	p.162
8. Bibliografía	p.165

Lista de acrónimos

ADM	Multiplexor add/drop
AM	Modulación en amplitud
AOTF	Filtro sintonizable acustoóptico
ASE	Emisión espontánea amplificada
ASK	Modulación digital en amplitud
ATM	Modo asíncrono de transferencia
AWG	Rejilla guíaonda matricial
BER	Tasa de error de bit
BOTDR	Reflectómetro óptico de Brillouin en el dominio del tiempo
BR	Régimen binario
CLP	Producto capacidad-longitud
CNR	Relación portadora-a-ruido
CW	Onda continua
DBR	Reflector distribuido de Bragg
DCF	Fibra compensadora de dispersión
DFB	Realimentación distribuida
DSF	Fibra de dispersión desplazada
DWDM	Múltiplex denso por división en longitud de onda
EDFA	Amplificador de fibra dopado con erbio
FCL	F-Center Laser
FDM	Múltiplex por división en frecuencia
FEC	Forward-Error-Connection
FM	Modulación de frecuencia
FP	Fabry-Perot
FSK	Modulación digital en frecuencia
FWM	Mezcla de cuatro ondas
GS-EDFA	EDFA de ganancia desplazada
GVD	Dispersión de la velocidad de grupo
HPF	Filtro paso-alto en frecuencia

IM/DD	Modulación de intensidad con detección directa
ISDN	Red digital de servicios integrados
ISI	Interferencia entre símbolos
ITU	Unión Internacional de Telecomunicaciones
LAN	Red de área local
LD	Diodo láser
LEAF	Large-Effective Area dispersion-shifted Fiber
LECAF	Fibra de área efectiva de núcleo grande
LED	Diodo emisor de luz
MQW	Pozo cuántico múltiple
MZI	Interferómetro Mach-Zehnder
NRZ	No-retorno a cero
NSE	Ecuación no-lineal de Schrödinger
NTLP	Producto caudal del nodo-longitud
NZDSF	Fibra de dispersión desplazada no-nula
OA	Amplificador óptico
OC	Portadora óptica
OPC	Conjugador óptico de fase
OSNR	Relación señal-a-ruido óptica
OXC	Optical Cross-Connect
PD	Fotodetector
PDF	Función densidad de probabilidad
PDFA	Amplificador de fibra dopado con praseodimio
PMD	Polarization-Mode Dispersion
PRBS	Secuencia de bit pseudoaleatoria
PS	Polarization Scrambler
PSK	Modulación digital en fase
RZ	Retorno a cero
SBS	Dispersión estimulada de Brillouin
SDH	Jerarquía digital síncrona
SMF	Fibra estándar monomodo
SNR	Relación señal-a-ruido
SOA	Amplificador óptico semiconductor
SONET	Red óptica síncrona

SPM	Automodulación de fase
SRS	Dispersión estimulada de Raman
STM	Módulo síncrono de transporte
STS	Señal síncrona de transporte
TDM	Múltiplex por división en el tiempo
TWF	TrueWave/reduced slope Fiber
WDM	Múltiplex por división en longitud de onda
XGM	Modulación cruzada de ganancia
XPM	Modulación cruzada de fase

Capítulo 1

Introducción

Este Proyecto Fin de Carrera pretende ser un *Estado del Arte* de las limitaciones impuestas por las no-linealidades en los sistemas más extendidos de transmisión de banda ancha a larga distancia: los **sistemas WDM (Wavelength Division Multiplexing)** o sistemas multiplexados por división en longitud de onda. En primer lugar, se va a dar una visión general de los aspectos teóricos más importantes de dichos sistemas WDM, entrando a continuación en una explicación detallada de las limitaciones más importantes que afectan a la capacidad de transmisión de dichos sistemas, que como veremos son las llamadas **no-linealidades en fibra óptica**. Igualmente, se tratará de reflejar el estado actual de los sistemas WDM y sus limitaciones haciendo especial énfasis en los últimos descubrimientos y experimentos realizados para mejorar su rendimiento. Para ello ha sido necesario recopilar información muy especializada de artículos de revistas y congresos con una antigüedad no superior al año y medio, con el objetivo primordial de no quedar obsoleto.

En los últimos años, los avances tecnológicos en amplificación a $1,5\ \mu\text{m}$ han modificado el panorama de las comunicaciones ópticas. Los amplificadores EDFA (*Erbium-Doped Fiber Amplifiers*) han alterado fundamentalmente dos aspectos de los **sistemas WDM (Wavelength Division Multiplexing)**: las distancias de regeneración se han incrementado de los típicos 40 km de hace unos años a distancias transoceánicas y además, los sistemas WDM no sólo son prácticos sino que en muchos casos son un método más económico de incrementar la capacidad que los sistemas TDM (*Time Division Multiplexing*). Sin embargo, la implementación de sistemas WDM con grandes tramos sin

regeneración de señal óptica trae consigo la aparición de nuevos problemas, entre los que se encuentran las **no-linealidades en fibra óptica**.

Estas no-linealidades en fibras de sílice se pueden clasificar en dos categorías: dispersión estimulada (Raman y Brillouin) y efectos debidos al índice no lineal de refracción. La dispersión estimulada se manifiesta como una ganancia o una atenuación dependiente de la intensidad, mientras que el índice de refracción no lineal provoca que la fase del campo óptico dependa de la intensidad.

La **dispersión estimulada de Brillouin (SBS, Stimulated Brillouin Scattering)** se manifiesta en que una onda que viaja en una determinada dirección produce una ganancia de banda estrecha en la luz que se propaga en la dirección contraria. El verdadero impacto en el sistema de la SBS sucede cuando la potencia de la señal se transfiere hacia atrás, lo que provoca el desvanecimiento de la señal transmitida. La **dispersión estimulada de Raman (SRS, Stimulated Raman Scattering)** es un efecto similar al anterior, pero mucho más débil. Las principales diferencias son que la SRS ocurre tanto hacia atrás como hacia delante, y que el ancho de banda de la ganancia es de alrededor de 12 THz ó 100 nm a 1,5 μm . El índice de refracción dependiente de la intensidad del sílice provoca tres efectos no lineales: la **automodulación de fase (SPM, Self-Phase Modulation)**, en donde las fluctuaciones en la potencia de la señal producen una modulación en la fase de la señal y un ensanchamiento del espectro; la **modulación cruzada de fase (XPM, Cross-Phase Modulation)**, en la que debido a las fluctuaciones de intensidad en un canal de la fibra, se produce una modulación de fase en los otros canales; y la **mezcla de cuatro ondas (FWM, Four-Wave Mixing)**, donde el batido de dos canales a la frecuencia diferencia modula la fase de la señal a dicha frecuencia, generando nuevos tonos en bandas adyacentes [Kam00].

Además, hoy en día, el rápido crecimiento del tráfico en los sistemas ópticos de larga distancia trae consigo el incremento de la capacidad de dichos sistemas. Dicho aumento se puede conseguir bien incrementando el régimen binario por canal o bien aumentando el número de canales que se transmiten simultáneamente en un sistema WDM. Mientras que un incremento en el número de canales implica una extensión del rango espectral usado o un mayor empaquetado de los canales, y por consiguiente, una mejor utilización del ancho de banda óptico disponible, un mayor régimen binario por canal requiere una mayor potencia de señal transmitida para mantener la relación señal a ruido (SNR) necesaria para que el sistema funcione. Ésto último provoca un impacto muy grande de la **automodulación de fase (SPM, Self-Phase Modulation)**, mientras que una disminución de la separación entre canales origina una gran interferencia entre canales transmitidos debido a la **modulación cruzada de fase (XPM, Cross-Phase Modulation)** y a la **mezcla de cuatro ondas (FWM, Four-Wave Mixing)**. Por último, un aumento del ancho de banda total de transmisión provoca la aparición de diafonía intercanal debida a la **dispersión estimulada de Raman (SRS, Stimulated Raman Scattering)**. Todos estos efectos no-lineales se acentúan con la intensidad de la señal en fibra, es decir, la relación entre la potencia de la señal y el área efectiva de la fibra. Por tanto, un aumento del área efectiva es beneficioso a la hora de reducir estos efectos. Además, el impacto de todos estos efectos depende también de la dispersión cromática de la fibra, aunque una mayor

dispersión puede resultar beneficiosa o perjudicial para la calidad de la transmisión dependiendo de otros factores [Eis01].

Capítulo 2

Evolución Histórica De Los Sistemas De Fibra Óptica

Los sistemas WDM resumen todo el potencial que se le suponía a la capacidad de transmisión de la fibra óptica desde hace décadas. Las técnicas de multiplexación por división en longitud de onda, junto con los amplificadores EDFA (*Erbium-Doped Fiber-Amplifier*, amplificadores de fibra dopada con erbio), han demostrado los enormes anchos de banda que pueden soportar estos sistemas, logrando tasas de transmisión de varios terabit por segundo en sistemas a corta distancia y de cientos de gigabit por segundo en sistemas a larga distancia. La actual generación de sistemas de transmisión por cable submarino utiliza técnicas WDM para lograr un mayor incremento de la capacidad y de la flexibilidad de las redes actuales de fibra óptica. Se puede concluir que el desarrollo de las técnicas de transmisión WDM satisfacen hoy en día la demanda de telecomunicaciones internacionales.

El producto distancia-régimen binario, BL, donde B es el régimen binario de transmisión y L es la distancia de repetición, mide la capacidad de transmisión de los enlaces de fibra óptica. Desde la irrupción de las comunicaciones ópticas en 1974, su capacidad de transmisión se ha multiplicado por 10 cada cuatro años. Importantes avances tecnológicos han impulsado este espectacular crecimiento. La **Figura 2.1** muestra el rango de operación de los sistemas de fibra óptica y las características de los cuatro componentes clave de un enlace: la fibra óptica, las fuentes luminosas, los fotodetectores y los amplificadores ópticos. En la figura, las líneas discontinuas verticales indican la frecuencia central de las tres ventanas principales de operación de los sistemas de fibra óptica. Los enlaces de primera generación operaban alrededor de los 850 nm,

que fue la ventana de bajas pérdidas en las primeras fibras de sílice. Estos enlaces usaban las ya existentes fuentes ópticas basadas en GaAs, fotodetectores de silicio y fibras multimodo. La dispersión intermodal y las pérdidas en fibra limitaban la capacidad de estos sistemas. Algunas de las primeras pruebas de campo para sistemas telefónicos en Estados Unidos se llevaron a cabo en 1977 en Los Ángeles y en Chicago. Además, enlaces similares a los descritos se desarrollaron en Europa y Japón. El rango de funcionamiento para aplicaciones entre ciudades iba desde los 45 a los 140 Mbps con distancias de repetición de 10 km [Kei00].

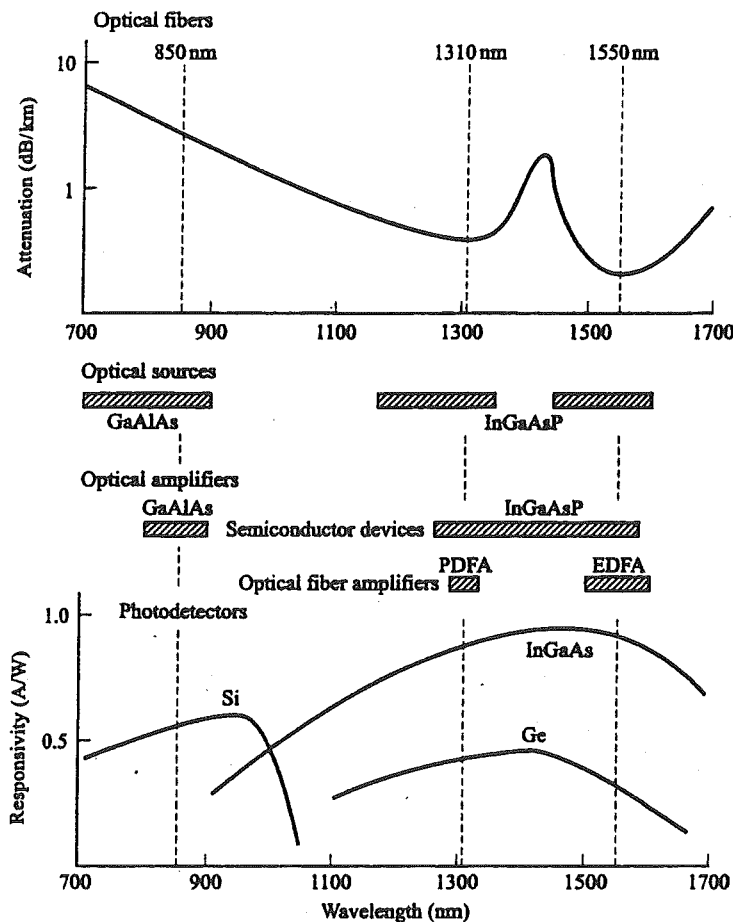


FIGURE 1-3

The operating range of optical fiber systems and the characteristics of the four key link components.

Figura 2.1. Rango de operación de los sistemas de fibra óptica y características de los cuatro componentes clave del enlace [Kei00].

El desarrollo de fuentes ópticas y fotodetectores capaces de operar a 1300 nm permitió un desplazamiento en la longitud de onda de transmisión de 800 a 1300 nm. Esto provocó un incremento substancial en la distancia de transmisión sin necesidad de repetidores para enlaces telefónicos troncales a larga distancia, ya que las fibras ópticas muestran una menor pérdida en potencia y una menor dispersión de la señal a 1300 nm. Las aplicaciones interprovinciales usaban en principio fibras multimodo, pero a partir de 1984 pasaron a usar exclusivamente fibras monomodo, las cuales tienen un ancho de banda significativamente más grande. El rango de los regímenes binarios

para enlaces a larga distancia va típicamente entre 155 y 622 Mbps (OC-3 y OC-12), y en algunos casos, llega a 2,5 Gbps (OC-48), sobre distancias de repetición de 40 km. Tanto las fibras multimodo como las monomodo a 1300 nm se usan en redes de área local, donde el rango de regímenes binarios va desde los 10 a los 100 Mbps sobre distancias de repetición entre 500 m y decenas de kilómetros.

Los sistemas que operan a 1550 nm tienen el inconveniente de que las fibras estándar de sílice tienen una dispersión de la señal a 1550 nm mucho mayor que a 1300 nm. Pero los fabricantes de fibra superan esta limitación mediante la creación de las llamadas fibras de dispersión desplazada (DSF, *Dispersion-Shifted Fibers*). Pero los sistemas a 1550 nm atraen mucha atención gracias a los enlaces de alta capacidad transoceánicos y terrestres con tramos largos sin repetidores. Estos enlaces generalmente transportan tráfico a razón de 2,5 Gbps con distancias de repetición de 90 km. En 1996, los avances en láseres de alta calidad y receptores permitieron velocidades de transmisión a una única longitud de onda de alrededor de 10 Gbps (OC-192).

La introducción de los amplificadores ópticos en 1989 dieron un mayor impulso a la capacidad de transmisión de la fibra. Aunque los amplificadores ópticos de estado sólido basados en GaAlAs aparecieron en primer lugar, los dispositivos más ampliamente usados y con mayor éxito son los amplificadores de fibra dopados con erbio (llamados comúnmente EDFAs, *Erbium-Doped Fiber Amplifiers*) que trabajan a 1550 nm. Los amplificadores de fibra dopados con praseodimio (llamados PDFAs, *Praseodymium-Doped Fiber Amplifiers*) que trabajan a 1300 nm también se han desarrollado, aunque actualmente aún se están perfeccionando. Durante el mismo período de tiempo, se han realizado demostraciones bastante impresionantes de sistemas de alta capacidad a larga distancia usando solitones ópticos. Un solitón es un pulso no-dispersivo que utiliza las propiedades de dispersión no-lineal en una fibra para cancelar los efectos de la dispersión cromática. Como ejemplo, solitones a velocidades de 10 Gbps se han enviado a través de un enlace experimental de 12200 km usando amplificadores ópticos y técnicas especiales de modulación.

El uso de la multiplexación por división en longitud de onda (WDM, *Wavelength-Division Multiplexing*) ha producido un incremento muy grande de la capacidad de transmisión en fibra. La base de WDM es el uso de múltiples fuentes que operan a longitudes de onda ligeramente diferentes para transmitir varios chorros de información independientes a través de la misma fibra. Aunque los investigadores empezaron a trabajar en WDM en los años 70, durante los años siguientes los esfuerzos se encaminaron principalmente a conseguir dispositivos electrónicos y ópticos de alta velocidad en vez de desarrollar un sistema con una mayor complejidad como es un sistema WDM. Sin embargo, a principios de los años 90 alcanzó una mayor popularidad al llegar los dispositivos electrónicos cerca de su límite de modulación e incrementar los equipos de alta velocidad su complejidad. Un ejemplo de las muchas instalaciones de redes WDM a lo largo del mundo es el sistema de cable SEA-ME-WE-3. Esta red submarina va desde Alemania hasta Singapur, conectando a lo largo de su recorrido a más de una docena de países; de ahí el nombre SEA-ME-WE, el cual se refiere al Sureste Asiático (SEA, *SouthEast Asia*), Oriente Medio (ME, *Middle East*) y Europa Occidental (WE, *Western Europe*). La red tiene dos pares de fibras submarinas con una capacidad de ocho longitudes de onda STM-16 por fibra [Kei00].

A mediados de los años 90, la combinación de EDFAs y WDM se utilizó para incrementar la capacidad de la fibra a niveles superiores y a aumentar la distancia de transmisión. Otra consideración en absoluto secundaria en estos superenlaces es asegurar una correcta redundancia tanto en los equipos como en el propio enlace, de forma que estén disponibles caminos alternativos en caso de interrupciones en las comunicaciones provocadas por roturas en los cables o fallos en los equipos en los nodos intermedios. Tales interrupciones pueden tener un efecto devastador en un número muy grande de usuarios.

2.1. TASAS DE INFORMACIÓN BÁSICAS EN REDES DE COMUNICACIÓN

El período de los años 90 vio un incremento notable en la demanda de activos de redes de comunicación para servicios tales como consultas y actualizaciones de bases de datos, compras a domicilio, video bajo demanda, teleeducación, telemedicina y videoconferencia. Esta demanda fue impulsada por la rápida proliferación de los ordenadores personales (PCs), junto con el espectacular incremento en su capacidad de almacenamiento y de procesamiento, la amplia disponibilidad de la Internet y una gran selección de programas y bases de datos de información accesibles de forma remota. Para manejar la siempre creciente demanda de servicios de gran ancho de banda tanto de usuarios personales basados en PCs como de grandes organizaciones investigadoras y compañías de negocio, las grandes empresas de telecomunicación a lo largo del mundo usan ondas de luz que viajan a través de fibras ópticas como el sistema de transmisión dominante. Este medio de transmisión óptico consiste en fibras de vidrio del grosor de un pelo que guían la luz a lo largo de grandes distancias [Kei00].

TABLA 2.1

Ejemplos de tasas de información para algunos servicios típicos de voz, vídeo y datos

Tipo de servicio	Tasa de datos (Mbps)
Vídeo bajo demanda/TV interactiva	1,5 – 6
Videojuegos	1 – 2
Teleeducación	1,5 – 3
Comercio electrónico	1,5 – 6
Transferencia de datos o teleconmutación	1 – 3
Videoconferencia	0,384 – 2
Voz (un único canal)	0,064

La Tabla 2.1 proporciona ejemplos de tasas de información para algunos servicios típicos de voz, vídeo y datos. Para enviar estos servicios de un usuario a otro, los proveedores de red combinan las señales que provienen de muchos usuarios y envían la señal agregada a través de una única línea de transmisión. Este esquema es conocido como multiplexación por división en el tiempo (TDM, *time-division multiplexing*). Aquí, N chorros independientes de información, cada uno viajando a una tasa de R bps, se entrelazan

eléctricamente en un único chorro que opera a una mayor tasa de $N \times R$ bps. Para tener una mayor perspectiva de todo esto, vamos a dar un repaso a los esquemas de multiplexación usados en telecomunicaciones.

Las primeras aplicaciones de enlaces de transmisión de fibra óptica se utilizaron principalmente para enlaces troncales de líneas telefónicas. Eran enlaces digitales que consistían en canales de voz a 64 kbps multiplexados por división en el tiempo. La **Figura 2.2** muestra la jerarquía de transmisión digital usada en la red telefónica norteamericana. El bloque fundamental para construirla es una tasa de transmisión a 1,544 Mbps conocida como T1. Se forma por la multiplexación por división en el tiempo de 24 canales de voz, cada uno de ellos digitalizado a una tasa de 64 kbps. Se añaden bits de trama a estos canales de voz para alcanzar los 1,544 Mbps. A cualquier nivel, una señal de entrada se multiplexa con otras señales de entrada a la misma velocidad [Kei00].

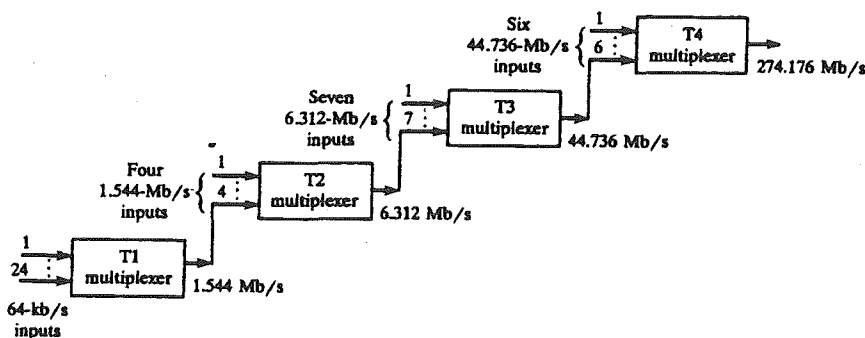


FIGURE 1-2

Digital transmission hierarchy used in the North American telephone network.

Figura 2.2. Jerarquía digital de transmisión usada en la red telefónica de USA [Kei00].

El sistema no está restringido al multiplexado de señales de voz. Por ejemplo, en el nivel T1, cualquier señal digital a 64 kbps con el formato apropiado se puede transmitir por cualquiera de los 24 canales de entrada mostrados en la **Figura 2.2**. Como podemos ver en la **Figura 2.2** y en la **Tabla 2.2**, las tasas multiplexadas se denominan T1 (1,544 Mbps), T2 (6,312 Mbps), T3 (44,736 Mbps) y T4 (274,176 Mbps). Jerarquías similares que usan diferentes tasas binarias se usan en Europa y Japón, como puede observarse en la **Tabla 2.2**.

Con la llegada de las líneas de transmisión de fibra óptica de alta capacidad en los años 80, los proveedores de servicios establecieron un formato estándar de señal llamado red óptica síncrona (SONET, *Synchronous Optical Network*) en Norteamérica y jerarquía digital síncrona (SDH, *Synchronous Digital Hierarchy*) en otras partes del mundo. Estos estándares definen una estructura síncrona de tramas para el envío de tráfico digital multiplexado a través de líneas troncales de fibra óptica. El bloque básico y primer nivel de la jerarquía SONET se llama señal síncrona de transporte – nivel 1 (STS-1, *Synchronous Transport Signal – Level 1*), la cual tiene una tasa binaria de 51,84 Mbps. Las señales SONET a una mayor tasa se obtienen mediante el entrelazado a nivel de byte de N tramas STS-1, las cuales se convierten a una portadora óptica – nivel N (OC- N , *Optical Carrier – Level N*). Por tanto, una señal OC- N tiene

exactamente una tasa binaria N veces mayor que la señal OC-1. Para los sistemas SDH, el bloque fundamental es el módulo síncrono de transporte – nivel 1 (STM-1, *Synchronous Transport Module – Level 1*) a 155,52 Mbps. De nuevo, los chorros de información a velocidades mayores se generan mediante el multiplexado síncrono de N señales STM-1 diferentes para formar la señal STM-N. La **Tabla 2.3** muestra los niveles más comúnmente usados de las jerarquías SONET y SDH [Kei00].

TABLA 2.2
Niveles de múltiplex digital usados en Norteamérica, Europa y Japón

Nivel de múltiplex digital	Número de canales a 64 kbps	Tasa binaria (Mbps)		
		Norteamérica	Europa	Japón
0	1	0,064	0,064	0,064
1	24	1,544		1,544
1	30		2,048	
1	48	3,152		3,152
2	96	6,312		6,312
2	120		8,448	
3	480		34,368	32,064
3	672	44,376		
3	1344	91,053		
3	1440			97,728
4	1920		139,264	
4	4032	274,176		
4	5760			397,200

TABLA 2.3
Tasas de transmisión SONET y SDH más utilizadas

Nivel SONET	Nivel eléctrico	Tasa de línea (Mbps)	Equivalente SDH
OC-1	STS-1	51,84	-
OC-3	STS-3	155,52	STM-1
OC-12	STS-12	622,08	STM-4
OC-24	STS-24	1244,16	STM-8
OC-48	STS-48	2488,32	STM-16
OC-96	STS-96	4976,64	STM-32
OC-192	STS-192	9953,28	STM-64

Más allá del uso de las fibras ópticas para enlaces troncales de telefonía, hay un amplio rango de aplicaciones tanto analógicas como digitales. Por ejemplo, poniendo la información en un formato ATM (*Asynchronous Transfer Mode*, modo asíncrono de transferencia), es posible transmitir simultáneamente servicios de comunicación tanto de banda estrecha como de banda ancha, tales como teléfono, videoconferencia, videojuegos, imágenes digitales y datos en una única línea de abonado. En particular, la digitalización de las imágenes se ha convertido en poco tiempo en un recurso primordial en el intercambio de información a través de la Internet. Este servicio requiere un ancho de banda muy grande, lo cual puede llegar a ser un desafío para los proveedores de enlaces de transmisión. Otro concepto clave es el uso de fibra óptica para la

red digital de servicios integrados (ISDN, *Integrated Services Digital Network*). El esquema ISDN aprovecha la capacidad que tiene una red digital de telecomunicación para manejar voz (telefonía), fax, datos, telemetría y servicios de difusión de audio y vídeo. Las tasas de transmisión para estos conceptos varían desde los 155 Mbps (SONET OC-3) para aplicaciones localizadas hasta los 10 Gbps (SONET OC-192) para enlaces troncales de alta capacidad.

APÉNDICE A: Cinco generaciones de sistemas ópticos.

El despliegue comercial de los sistemas ópticos sigue de cerca los pasos de la I+D. Después de muchas pruebas de campo, la primera generación de sistemas ópticos que operaba alrededor de $0,8\ \mu\text{m}$ se encontró disponible comercialmente en 1980. Operaban a un régimen binario de 45 Mbps y permitían una distancia de repetición de unos 10 km. Una de las motivaciones más importantes para los diseñadores de sistemas fue la mayor distancia de repetición comparada con la máxima permitida en un sistema basado en cable coaxial, puesto que disminuía los costes de instalación y mantenimiento asociados con cada repetidor.

Durante los años 70 resultó obvio que la distancia de repetición podría aumentarse de forma considerable si el sistema óptico operara en la región alrededor de la longitud de onda de $1,3\ \mu\text{m}$, donde las pérdidas en fibra están por debajo de 1 dB/km. Además, las fibras ópticas presentan una dispersión mínima en esta región. Esta comprensión llevó a un esfuerzo conjunto en todo el mundo para el desarrollo de láseres y detectores de semiconductor de InGaAsP que operasen cerca de $1,3\ \mu\text{m}$. La segunda generación de comunicaciones sobre fibra óptica vio la luz a comienzos de los años 80, pero el régimen binario de los primeros sistemas estaba limitado por debajo de los 100 Mbps debido a la dispersión en las fibras multimodo. Esta limitación se superó gracias al uso de fibras monomodo. Un experimento en laboratorio en 1981 consiguió una transmisión a 2 Gbps sobre 44 km de fibra óptica monomodo [Agr97]. La introducción de sistemas comerciales llegó pronto. Alrededor de 1987, los sistemas ópticos a $1,3\ \mu\text{m}$ de segunda generación, que operaban a regímenes binarios por encima de 1,7 Gbps con una distancia de repetición de unos 50 km, estuvieron disponibles comercialmente.

La distancia de repetición de la segunda generación de sistemas ópticos estaba limitada por las pérdidas en fibra a la longitud de operación de $1,3\ \mu\text{m}$ (típicamente 0,5 dB/km). Las pérdidas de las fibras de sílice son mínimas cerca de $1,55\ \mu\text{m}$. De hecho, se consiguieron unas pérdidas de 0,2 dB/km en esta región espectral en 1979 [Agr97]. Sin embargo, la aparición de sistemas ópticos de tercera generación que operasen a $1,55\ \mu\text{m}$ se retrasó de manera considerable debido a la gran dispersión que presenta la fibra cerca de la longitud de onda de $1,55\ \mu\text{m}$. Los láseres convencionales de semiconductor de InGaAsP no se podían usar debido al ensanchamiento del pulso que ocurría como resultado de la oscilación simultánea de varios modos longitudinales. El problema de la dispersión se puede superar mediante el uso de fibras de dispersión desplazada diseñadas de forma que presenten una dispersión mínima alrededor de $1,55\ \mu\text{m}$, o bien limitando el espectro del láser a un único modo longitudinal. Ambas mejoras se lograron a lo largo de los años 80. En 1985, pruebas de laboratorio señalaron la posibilidad de transmitir información a regímenes binarios por encima de 4 Gbps sobre distancias de más de 100 km [Agr97]. Los sistemas a $1,55\ \mu\text{m}$ de tercera generación que operaban a 2,5 Gbps fueron comerciales en 1990. Tales sistemas pueden operar a un régimen binario por encima de 10 Gbps. El mejor comportamiento se consigue utilizando fibras de dispersión desplazada junto con láseres monomodo.

Un inconveniente de los sistemas de tercera generación a $1,55\ \mu\text{m}$ es que la señal se regenera de forma periódica usando repetidores electrónicos separados típicamente entre 60 y 70 km. La distancia de repetición se puede incrementar haciendo uso de un esquema de detección homodino o heterodino ya que su utilización mejora la sensibilidad del receptor. Tales sistemas se denominan sistemas ópticos coherentes. Los sistemas coherentes y sus beneficios potenciales se desarrollaron en todo el mundo durante los años 80. Sin embargo, la introducción comercial de tales sistemas se retrasó debido a la aparición de los amplificadores de fibra en 1989.

La cuarta generación de sistemas ópticos hace uso de la amplificación óptica para aumentar la distancia de repetición y de la multiplexación por división en longitud de

onda (WDM) para aumentar el régimen binario. En tales sistemas, las pérdidas en fibra se compensan periódicamente utilizando amplificadores de fibra dopados con erbio separados entre 60 y 100 km. Tales amplificadores se desarrollaron durante los años 80 y se comercializaron a partir de 1990. En 1991, un experimento demostró la posibilidad de una transmisión de datos sobre 21000 km a 2,5 Gbps, y sobre 14300 km a 5 Gbps [Agr97]. Este comportamiento señaló que un sistema de transmisión submarino, todo-óptico y basado en amplificadores era factible para una comunicación intercontinental. Alrededor de 1996, no sólo se demostró la posibilidad de una transmisión sobre 11300 km a un régimen binario de 5 Gbps usando cables submarinos, sino que también se hizo operacional un cable transpacífico comercial (TPC-5). Muchos otros sistemas ópticos transoceánicos se han ido planificando a lo largo de los años siguientes. Un enlace de fibra óptico de 27300 km alrededor del globo (conocido como FLAG, *Fiber Link Around the Globe*) comenzó a operar en 1997, enlazando a 5 Gbps muchos países asiáticos y europeos, con varias secciones trabajando a 10 Gbps. Otra red basada en fibra óptica, conocida como *Africa One*, rodeará el continente africano y cubrirá una distancia total de alrededor de 35000 km. Obviamente, los sistemas de cuarta generación han revolucionado el Estado del Arte de los sistemas de comunicaciones ópticas.

El énfasis actual de los sistemas ópticos de cuarta generación es el incremento de la capacidad del sistema mediante la transmisión simultánea de múltiples canales a través de la técnica WDM. Los amplificadores ópticos son ideales para los sistemas ópticos multicanal porque todos los canales se pueden amplificar simultáneamente sin necesidad de una demultiplexación individual de cada uno de los canales. En 1996, se transmitieron de forma experimental 20 canales a 5 Gbps a lo largo de 9100 km, lo que dio como resultado un régimen binario total de 100 Gbps y un producto BL de 910 Tbps·km [Agr97]. En otro experimento, se consiguió un régimen binario total de 1,1 Tbps multiplexando 55 canales, operando cada uno a 20 Gbps. A pesar del uso de esquemas de compensación de dispersión, los efectos dispersivos limitan la distancia total de transmisión a 150 km. Sistemas WDM comerciales estuvieron disponibles a finales de 1996 y trabajaban a un régimen binario superior a 40 Gbps. En el año 2000 ha comenzado a operar un sistema transpacífico (TPC-6) a 100 Gbps. El producto régimen binario-distancia para un sistema como éste supera los 900 Tbps·km, lo que indica el gran progreso alcanzado en un período de 20 años.

La quinta generación de sistemas de comunicaciones ópticas se interesa en encontrar una solución al problema de la dispersión en fibra. Los amplificadores ópticos solucionan el problema de las pérdidas pero, al mismo tiempo, empeoran el problema de la dispersión debido a que los efectos dispersivos se acumulan a lo largo de los múltiples estados de amplificación. Se han desarrollado varias técnicas de compensación de dispersión. Una de las últimas soluciones se basa en el novedoso concepto de los solitones ópticos, pulsos ópticos que conservan su forma durante la propagación a lo largo de una fibra sin pérdidas contrarrestando el efecto de la dispersión a través de las no-linealidades en fibra. Aunque la idea básica se propuso en 1973, sólo en 1988 un experimento de laboratorio consiguió demostrar la posibilidad de una transmisión de datos sobre 4000 km compensando las pérdidas de la fibra mediante la dispersión estimulada de Raman [Agr97]. El uso de amplificadores de fibra dopados con erbio para la amplificación de solitones comenzó en 1989. Desde entonces, muchos experimentos han demostrado el posible potencial de los sistemas de comunicación mediante solitones. En 1994, se transmitieron solitones sobre 35000 km a 10 Gbps y sobre 24000 km a 15 Gbps. En un experimento de 1996, se consiguió mediante un lazo recirculante la transmisión de un solitón sobre 9400 km de fibra a un régimen binario de 70 Gbps multiplexando 7 canales a 10 Gbps.

Aunque la tecnología de las comunicaciones sobre fibra óptica apenas tiene una antigüedad de poco más de dos décadas, ha progresado rápidamente y se puede decir que en los últimos años ha alcanzado un cierto nivel de madurez. Prueba de ello

son las numerosas publicaciones existentes sobre el tema que han ido apareciendo desde 1991 [Agr97].

Capítulo 3

Conceptos WDM

Un aspecto importante de un enlace de comunicaciones ópticas es que se pueden enviar simultáneamente muchas longitudes de onda distintas a través de un mismo cable de fibra óptica en la banda espectral de 1300 a 1600 nm. La técnica de combinar un determinado número de longitudes de onda dentro de la misma fibra recibe el nombre de WDM (*Wavelength Division Multiplexing*) o múltiplex por división en longitud de onda. Conceptualmente, el esquema WDM es el mismo que el del múltiplex por división en frecuencia (FDM) utilizado tanto en los enlaces de radio por microondas como en los sistemas vía-satélite. Al igual que en FDM, las longitudes de onda (o frecuencias ópticas) en WDM se deben espaciar para evitar la interferencia intercanal. Las claves de un sistema WDM son las siguientes [Kei00]:

- **Aumento de la capacidad:** la aplicación clásica del WDM ha sido el incremento de la capacidad de los enlaces ópticos punto-a-punto ya existentes. Si cada longitud de onda soporta un señal independiente de unos pocos gigabits por segundo, entonces la capacidad total de una red óptica gracias al WDM aumenta de forma considerable.
- **Transparencia:** un aspecto importante del WDM es que cada canal óptico soporta cualquier formato de transmisión. Por ejemplo, mediante el uso de diferentes longitudes de onda se puede enviar de forma simultánea e independiente tanto información digital síncrona -y asíncrona, así como información analógica, sobre el mismo soporte físico sin tener la necesidad de una estructura común para la señal.

- **Enrrutado y encaminamiento óptico:** además del uso de múltiples longitudes de onda para incrementar la capacidad y la flexibilidad del enlace, el uso de dispositivos de enrrutamiento ópticos sensibles a la longitud de onda, hace posible el uso de la longitud de onda como otra dimensión, además de las ya conocidas de tiempo y espacio, en el diseño de nodos y redes de comunicación. Los componentes básicos para implementar estas arquitecturas incluyen multiplexores y conectores ópticos, así como convertidores de longitud de onda.

En este capítulo voy a describir los principios operativos del WDM y los componentes necesarios para su implementación. Estos componentes van desde un simple divisor óptico a sofisticados filtros en longitud de onda o fuentes ópticas sintonizables.

3.1. PRINCIPIOS OPERACIONALES DEL WDM

En enlaces estándar punto-a-punto, una línea simple de fibra tiene una fuente óptica en su extremo transmisor y un fotodetector en el receptor. Señales de fuentes lumínicas distintas utilizan fibras ópticas separadas y asignadas específicamente. Como una fuente óptica tiene un ancho de línea muy estrecho, este tipo de transmisión hace uso de una porción muy pequeña del ancho de banda disponible de transmisión de una fibra.

Antes de ver el potencial de un sistema WDM, vamos a examinar primero las características de una fuente óptica de alta calidad. Por ejemplo, la salida modulada de un láser DFB tiene un espectro en frecuencia de entre 10 y 50 MHz, lo que equivale a un ancho de línea espectral de 10^{-3} nm. Cuando usamos una fuente óptica similar a ésta, se emplea típicamente una banda de guarda de entre 0,4 y 1,6 nm. Esto se hace en primer lugar, para tener en cuenta posibles derivas en la longitud de onda máxima debidas al envejecimiento o a efectos térmicos, y en segundo lugar para dar una cierta libertad de movimientos tanto al fabricante como al usuario a la hora de especificar y elegir la longitud de onda máxima de emisión. Con estos anchos de banda espectrales, los sistemas simplex utilizan una porción muy pequeña del ancho de banda de transmisión de una fibra estándar. En la **Figura 3.1** podemos observar la atenuación de la luz en una fibra de sílice en función de la longitud de onda [Kei00]. Esta curva muestra que las dos regiones de pérdidas mínimas de una fibra monomodo se encuentran entre los 1270 y los 1350 nm (2ª ventana o ventana de 1310 nm) y entre los 1480 y los 1600 nm (3ª ventana o ventana de 1550 nm).

Podemos ver estas regiones en términos de anchura espectral (el ancho de banda en longitud de onda que ocupa la señal luminosa más su banda de guarda) o en términos de ancho de banda óptico (la banda de frecuencia ocupada por la señal luminosa). Para encontrar el ancho de banda óptico que corresponde a una determinada anchura espectral, no tenemos más que usar la relación $c = \lambda \nu$, que relaciona la longitud de onda λ con la frecuencia de portadora ν , siendo c la velocidad de la luz. Diferenciando para $\Delta\lambda \ll \lambda^2$, nos queda que [Kei00]:

$$|\Delta\nu| = \left(\frac{c}{\lambda^2} \right) |\Delta\lambda| \quad (\text{Ecuación 3.1})$$

Donde la desviación en frecuencia $\Delta\nu$ corresponde a la desviación en longitud de onda $\Delta\lambda$ alrededor de λ . De la **Ecuación 3.1** obtenemos que, para una banda espectral de $\Delta\lambda = 80$ nm en 2ª ventana, el ancho de banda óptico es $\Delta\nu = 14$ THz. De igual manera, para un $\Delta\lambda = 120$ nm en 3ª ventana, $\Delta\nu = 15$ THz. Esto ocasiona que el ancho de banda disponible en fibra sea de aproximadamente 30 THz en las dos ventanas de bajas pérdidas.

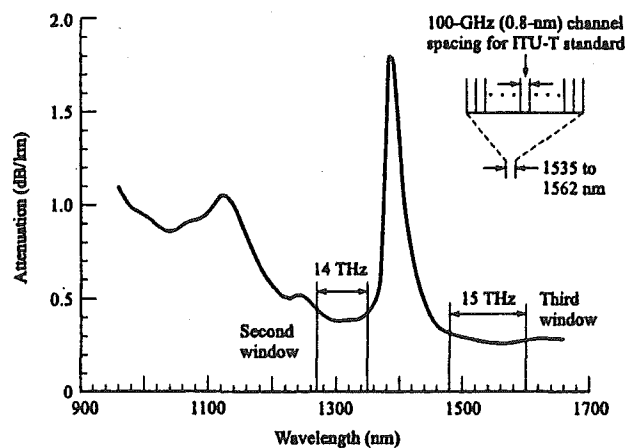


Figura 3.1. Los anchos de banda de transmisión en las ventanas de 1310 y 1550 nm permiten el uso de múltiples canales simultáneos con fuentes de anchura espectral pequeña. El estándar ITU-T para WDM especifica canales con separaciones de 100 GHz [Kei00].

Como la anchura espectral de una fuente de alta calidad ocupa un ancho de banda óptico muy estrecho, las dos regiones de bajas pérdidas pueden albergar muchas regiones distintas de operación. Por ejemplo, si usamos un determinado número de fuentes ópticas, cada una emitiendo a una longitud de onda distinta y suficientemente separadas unas de otras de modo que no se produzcan interferencias, se mantiene la integridad de los datos transmitidos por las distintas fuentes para la posterior conversión optoelectrónica en el extremo receptor.

Como el WDM no es más que un multiplex por división en frecuencia a frecuencias ópticas de portadora, los estándares de WDM desarrollados por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT, o en inglés, ITU, *International Telecommunication Union*) especifican distancias entre canales en términos de frecuencia. La razón principal para la elección de un espaciado fijo de frecuencias entre canales en vez de un espaciado en longitudes de onda, es que cuando un láser opera en un determinado modo, es la frecuencia del láser la que se fija. La Recomendación ITU-T G.692 especifica la selección de los canales entre una serie de frecuencias referidas a 193,100 THz (1552,524 nm) y separadas 100 GHz (0,8 nm a 1552 nm). Otros espaciados alternativos contemplados en la norma son 50 GHz (0,4 nm) y 200 GHz (1,6 nm).

La literatura especializada a menudo usa el término **WDM denso** (DWDM, *Dense Wavelength Division Multiplexing*), para diferenciarlo del WDM convencional. Este término no indica una región especial de operación ni unas determinadas características de implementación, sino que es una designación histórica y en general, se refiere a las separaciones especificadas en la norma UIT-T G.692. El propósito original del WDM fue la mejora de la capacidad de los enlaces punto-a-punto ya instalados. Típicamente, esto se consiguió gracias a la adición de longitudes de onda separadas varias decenas, o incluso centenas, de nm, con el objetivo de no imponer restricciones demasiado severas a los distintos transmisores y receptores ópticos. A finales de los años 80, con la aparición de los láseres sintonizables de anchos de línea muy pequeños, se consiguió tener bandas de señal muy próximas las unas a las otras. Esto es la base del DWDM.

Una de las características fundamentales de los sistemas WDM es que las distintas longitudes de onda forman un conjunto de portadoras ortogonales, con lo que se pueden separar, enrutar y encaminar sin interferencia alguna entre ellas. Esto es así siempre que la intensidad óptica se mantenga lo suficientemente baja con objeto de prevenir la aparición de **efectos no lineales**, tales como la **dispersión estimulada de Brillouin** o los procesos de **mezcla de cuatro ondas**, los cuales degradan la calidad del enlace. Aquí aparece, por tanto, la primera de las limitaciones que nos van a imponer los sistemas WDM para minimizar los efectos perjudiciales de las no-linealidades en fibra: mantener la intensidad óptica dentro de unos límites tales que, sin degradar la relación señal-a-ruido (SNR, *Signal-to-Noise Ratio*), prevengan la aparición de dichos fenómenos [Kei00].

La implementación de redes WDM precisa una cierta cantidad de elementos pasivos y/o activos para combinar, distribuir, aislar y amplificar la potencia óptica a diferentes longitudes de onda. Los dispositivos pasivos no requieren control externo para su correcto funcionamiento, por lo que su uso tiene muchas limitaciones en el campo de las redes WDM. Estos componentes se usan principalmente para dividir y combinar señales ópticas. El funcionamiento de los dispositivos activos puede controlarse de forma electrónica, lo que dota a la red de una gran flexibilidad. Los componentes activos WDM van desde filtros y fuentes sintonizables hasta amplificadores ópticos.

En la **Figura 3.2** podemos ver el uso de tales componentes en un enlace típico WDM, además de observar distintos tipos de amplificadores ópticos. En el extremo transmisor, hay varias fuentes moduladas de luz independientes, cada una emitiendo en una única longitud de onda. En este punto, se necesita un multiplexor que combine estas salidas ópticas en un espectro de longitudes de onda separadas una cierta distancia y acoplarlas en un único cable de fibra. En el extremo receptor, necesitamos un demultiplexor que separe las señales ópticas en canales adecuados de detección para el procesamiento posterior de la señal. En el extremo transmisor, el reto para el diseñador consiste en minimizar las pérdidas en la señal desde la fuente óptica hasta la salida del multiplexor. Como las señales ópticas que se combinan apenas emiten potencia fuera de la anchura espectral del canal especificado, la diafonía intercanal es irrelevante en dicho extremo transmisor [Kei00].

Para el demultiplexor existen diferentes requisitos, ya que los fotodetectores suelen ser sensibles a un amplio rango de longitudes de onda, el cual incluye todos los canales WDM. Para prevenir señales espurias en la recepción de un

determinado canal, es decir, para aislar dicho canal de las distintas longitudes de onda usadas, el demultiplexor debe presentar un margen espectral estrecho de operación, o bien usar filtros ópticos muy estables y muy selectivos en longitud de onda. Los niveles permitidos de diafonía intercanal varían dependiendo de la aplicación. En general, un nivel de -10 dB no es aceptable, mientras que un nivel de -30 dB es bastante adecuado. En principio, cualquier demultiplexor se puede utilizar como multiplexor y, en general, la palabra "multiplexor" se usa tanto para el dispositivo que combina como para el que separa señales, excepto cuando hay que distinguirlos específicamente.

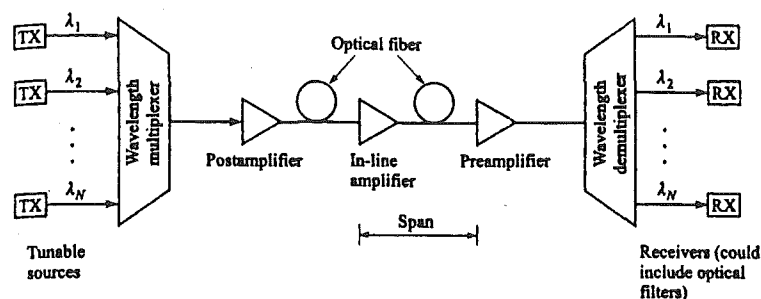


Figura 3.2. Implementación de una red típica WDM que contiene varios tipos de amplificadores ópticos [Kei00].

3.2. COMPONENTES PASIVOS WDM

Los dispositivos pasivos operan totalmente en el dominio óptico tanto para dividir como para combinar flujos de luz. Incluyen acopladores $N \times N$ (con $N \geq 2$) y en estrella, divisores e interruptores de potencia. Estos componentes se fabrican a partir de fibras ópticas o por medio de guíaondas ópticas planas, que utilizan materiales tales como el niobato de litio (LiNbO_3) o el fosforo de indio (InP).

Básicamente, la mayoría de dispositivos pasivos WDM son variaciones del concepto de acoplador en estrella. En la Figura 3.3 se puede observar un acoplador en estrella genérico, el cual puede actuar tanto para combinar como para dividir [Kei00]. Su aplicación más extendida es la de combinar flujos de luz provenientes de dos o más fibras de entrada y dividirlos entre varias fibras de salida. En el caso genérico, la división se hace de forma uniforme para todas las longitudes de onda, de tal manera que cada una de las N salidas recibe una N -ésima parte de la potencia de entrada al dispositivo. Uno de los métodos de fabricación más común de un acoplador $N \times N$ es la fusión de los núcleos unidos de N fibras monomodo a lo largo de unos pocos milímetros. La potencia óptica inyectada en uno de los N puertos de entrada se divide uniformemente dentro de los núcleos de las N fibras de salida a través del acoplamiento de la potencia del campo evanescente en la región fundida.

Se puede diseñar un acoplador de cualquier tamaño en principio, siempre que todas las fibras se calienten de manera uniforme durante el proceso de fabricación. Es posible obtener acopladores con 64 entradas y 64 salidas, aunque es más frecuente que el tamaño sea menor que 10. Otro dispositivo muy sencillo es el interruptor de potencia. Los interruptores son acopladores

2x2 no uniformes, que se usan para extraer pequeñas porciones de potencia óptica de una línea de fibra con el propósito de monitorizar la calidad de la señal.

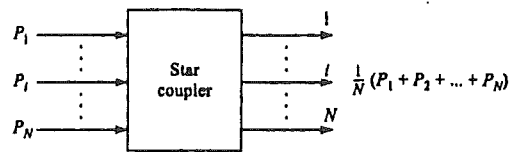


Figura 3.3. Acoplador básico en estrella para combinar o dividir potencias [Kei00].

Las tres tecnologías fundamentales para la fabricación de componentes pasivos en sistemas WDM se basan en fibras ópticas, guíaondas ópticas integradas y técnicas microópticas. A continuación voy a ilustrar algunos ejemplos de dispositivos basados en fibra y en óptica integrada. Los acopladores que usan diseños microópticos no se usan demasiado debido a que las estrictas tolerancias que se precisan en la fabricación y en los procesos de alineación de las lentes afectan negativamente a su coste, a su funcionamiento y a su robustez [Kei00].

- **Acoplador 2x2 basado en fibra:** es un dispositivo muy simple, que aquí nos va a servir para explicar el funcionamiento genérico de un acoplador y para dar algunas definiciones de interés. En general, un acoplador NxM tiene N entradas y M salidas. En este caso se trata de un acoplador construido a partir de la fusión de los núcleos entrelazados de 2 fibras monomodo, lo que origina una sección uniforme de longitud W , como puede verse en la **Figura 3.4**.

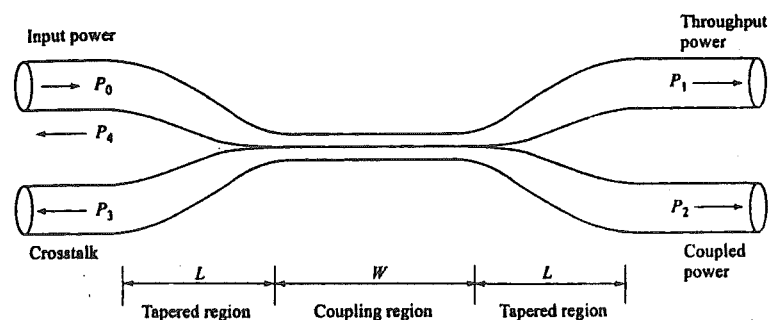


Figura 3.4. Vista transversal de un acoplador de fibra fundida que tiene una región de acoplamiento W y dos regiones "afiladas" de longitud L . La longitud total del acoplador es $L = 2L + W$ [Kei00].

Los parámetros más importantes son: P_0 , que es la potencia de entrada, P_1 , que es la potencia transmitida y P_2 , que es la potencia acoplada en la segunda fibra. P_3 y P_4 tienen niveles de señal muy bajos (entre 50 y 70 dB por debajo del nivel de entrada), resultantes de las reflexiones y la dispersión debidas a la curvatura y al empaquetamiento del dispositivo.

A la hora de definir el comportamiento de un acoplador óptico se emplean los siguientes parámetros¹:

- Relación de división o de acoplamiento (splitting or coupling ratio): indica el porcentaje de potencia óptica entre los distintos puertos de salida.

$$\text{Splitting ratio} = \left(\frac{P_2}{P_1 + P_2} \right) \cdot 100\% \quad (\text{Ecuación 3.2})$$

Cuando el acoplador divide la potencia de entrada de tal forma que la mitad de dicha potencia va a parar a cada uno de los dos puertos de salida, se dice que tenemos un **acoplador de 3 dB**.

- Pérdidas en exceso (excess loss): relación en dB entre la potencia de entrada y la potencia total de salida.

$$\text{Excess loss} = 10 \log \left(\frac{P_0}{P_1 + P_2} \right) \quad (\text{Ecuación 3.3})$$

- Pérdidas de inserción (insertion loss): pérdidas referidas a un camino específico puerto-a-puerto. Por ejemplo, para un puerto de entrada i y uno de salida j , tenemos que, en dB:

$$\text{Insertion loss} = 10 \log \left(\frac{P_i}{P_j} \right) \quad (\text{Ecuación 3.4})$$

- Diafonía (crosstalk): mide el grado de aislamiento entre un puerto de entrada y la potencia reflejada en el otro puerto de entrada.

$$\text{Crosstalk} = 10 \log \left(\frac{P_3}{P_0} \right) \quad (\text{Ecuación 3.5})$$

- **Acoplador 2x2 basado en guíaondas**: con dispositivos de tipo guíaonda se consiguen acopladores 2x2 más versátiles. Al igual que los acopladores basados en fibra, los dispositivos de guíaonda tienen una dependencia intrínseca con la longitud de onda en la región de acoplamiento. Además, el grado de interacción entre las guías depende fundamentalmente de la geometría del dispositivo.
- **Acopladores en estrella**: el papel principal de todos los acopladores en estrella es combinar las potencias de N entradas y dividir las uniformemente entre M puertos de salida. Las técnicas para fabricar

¹ La nomenclatura se refiere a la mostrada en la Figura 3.4.

acopladores en estrella son muy variadas, e incluyen fusión de fibras, rejillas, técnicas microópticas y esquemas de óptica integrada.

- **Multiplexores basados en interferómetros Mach-Zehnder:** se pueden fabricar multiplexores dependientes de la longitud de onda basándose en técnicas interferométricas. Un interferómetro Mach-Zehnder (MZI, *Mach-Zehnder Interferometer*) se divide en tres módulos: un acoplador direccional de 3 dB que divide la señal de entrada, una sección central en la que una de las guíaondas es más larga que la otra con el objetivo de crear un retardo de fase entre los dos brazos del dispositivo y otro acoplador de 3 dB cuya función es la de recombinar la señal a la salida.
- **Filtros ópticos de rejilla:** las rejillas son elementos muy importantes en sistemas WDM ya que se utilizan para la combinación y separación de longitudes de onda. Básicamente, una rejilla es un material con una estructura periódica fabricada mediante un proceso de fotoimpresión. Esta variación en el material tiene la propiedad de reflejar o transmitir la luz en una determinada dirección dependiendo de la longitud de onda. Una **rejilla Bragg** fabricada en fibra óptica es un dispositivo de alta calidad para el manejo individual de longitudes de onda en sistemas WDM con frecuencias separadas una distancia muy pequeña. Al ser un dispositivo todo-fibra sus grandes ventajas son las bajas pérdidas, su bajo coste, su bajo coeficiente térmico ($< 0,7 \text{ pm/}^\circ\text{C}$) y su fácil manejo.

3.3. COMPONENTES ACTIVOS WDM

En este apartado voy a describir brevemente dos de los principales dispositivos activos de un sistema WDM: las fuentes y los filtros sintonizables.

- **Fuentes sintonizables:** para generar el espectro de longitudes de onda que necesita un sistema WDM se plantean tres alternativas básicas: (1) una serie de láseres DFB o DBR fijados a una determinada frecuencia, (2) láseres sintonizables en frecuencia o en longitud de onda y (3) una matriz láser de múltiples longitudes de onda. La primera opción (1) es la más sencilla, aunque también es la más cara debida al elevado coste de los láseres. Además, las fuentes han de ser controladas en todo momento para evitar posibles derivas en la longitud de onda de referencia debidas a variaciones en la temperatura. Si utilizamos un láser sintonizable (2) tan sólo necesitamos una fuente. Estos dispositivos están basados en un láser DFB o DBR, al que se le añade una estructura en rejilla tipo guíaonda. El sintonizado de la frecuencia se logra variando la temperatura del dispositivo (ya que la longitud de onda varía aproximadamente $0,1 \text{ nm/}^\circ\text{C}$) o bien cambiando la corriente que se le inyecta al láser (de esta forma conseguimos una variación de entre $0,8 \cdot 10^{-2}$ y $4 \cdot 10^{-2} \text{ nm/mA}$). Como resultado de estos cambios se produce una variación en el índice efectivo de refracción, lo que causa un desplazamiento en la longitud de onda máxima de salida. Y por último, una matriz de láseres sintonizables (3) facilita la implementación de

grandes redes WDM. Además, estas matrices se pueden integrar en el mismo sustrato, dando una mayor flexibilidad al sistema. La mayoría de estas matrices son una combinación de arquitecturas DFB y MQW (*Multiple Quantum Well*), es decir, láseres de pozo cuántico, los cuales permiten el confinamiento de la portadora óptica en áreas activas del material muy pequeñas [Kei00].

- **Filtros sintonizables:** se utilizan para aumentar la flexibilidad de una red WDM. La principal diferencia con los filtros pasivos es que al menos una de las ramas del acoplador puede variar su longitud o su índice de refracción mediante un mecanismo externo basado en cambios de la temperatura o del potencial eléctrico. Esto permite al operador seleccionar una frecuencia óptica determinada, que va a ser la permitida por el filtro, rechazando el resto. A la hora de diseñar el filtro hay que tener en cuenta cuatro parámetros fundamentales: (1) el rango de sintonía, (2) la distancia entre canales, (3) el máximo número de canales y (4) la velocidad de sintonía. Existen muchas tecnologías para la fabricación de filtros ópticos sintonizables, aunque todas ellas utilizan separaciones entre canales que sean múltiplos de 100 GHz (o 0,8 nm en la 3ª ventana de transmisión). Ejemplos de filtros sintonizables son los acopladores direccionales 2x2 sintonizables, los interferómetros Mach-Zehnder sintonizables, los filtros Fabry-Perot, los filtros sintonizables acustoópticos (AOTFs, *acousto-optic tunable filter*), etc.

Capítulo 4

Dispersión Estimulada De Raman O SRS (*Stimulated Raman Scattering*)

La SRS es un efecto de banda ancha mediante el cual si se introducen en una fibra dos o más señales a diferentes longitudes de onda se produce una transferencia de potencia de la señal de mayor frecuencia a la de menor frecuencia. Además, el acoplo de potencia se puede producir tanto en el sentido de la propagación de las señales como en el sentido inverso, siempre y cuando en ese momento haya presencia de potencia en los dos canales.

Por otra parte, en el SRS existe una potencia umbral que se define como la potencia de la onda incidente para la cual las dos ondas, incidente y Stokes (onda a la que se le transfiere la potencia), tienen a la salida de la fibra la misma potencia.

Del mismo modo, también existe una potencia umbral para la onda Stokes que se puede generar en el sentido opuesto al de la propagación de la onda incidente, y la expresión es similar. Como el umbral para el SRS hacia delante se alcanza antes que el umbral para el SRS hacia atrás, esa es la razón por la cual éste último no se suele tener tanto en cuenta en el estudio de los sistemas de comunicaciones ópticas.

Por último cabe destacar que para reducir los efectos de la SRS conviene reducir al máximo el espaciado entre canales y a ser posible no superar la potencia umbral.

A continuación, paso a desarrollar en profundidad el análisis de esta no-linealidad. Este análisis se centra principalmente en los efectos que tiene la SRS sobre un sistema WDM, en las técnicas existentes de supervisión y de supresión de la SRS y los límites que dicha no-linealidad impone, y por último, un estudio de la influencia de la dispersión Raman en aquellos parámetros que definen la capacidad de transmisión de un sistema o red WDM basado en fibra óptica. Para finalizar el capítulo, en el **Apéndice A** incluyo un artículo que hace referencia a las propiedades estadísticas de la diafonía Raman.

4.1. EFECTOS DE LA DISPERSIÓN ESTIMULADA DE RAMAN (SRS) EN SISTEMAS WDM:

En este apartado voy a tratar los efectos más importantes que la SRS tiene sobre un sistema multiplexado por división en longitud de onda (WDM). Estos tres efectos principales son: degradación genérica del comportamiento (reflejada en la transferencia de potencia de un canal a otro), límites impuestos en potencia óptica y distorsión de la forma de onda de los pulsos transmitidos.

4.1.1. DEGRADACIÓN DEL COMPORTAMIENTO DEBIDA A LA SRS EN SISTEMAS WDM:

Tanto para una modulación en amplitud como una modulación de fase, el efecto más importante que produce la SRS es el aumento de las pérdidas en el canal cuya longitud de onda es más pequeña, lo que en el peor de los casos limita la potencia máxima transmitida a unos 50 mW [Chr83].

Las altas potencias de transmisión en los sistemas ópticos de comunicación provocan que las fibras se alejen de un simple comportamiento lineal. La no-linealidad óptica conocida como SRS o dispersión estimulada de Raman puede llegar a producir indeseables conversiones de frecuencia, pérdidas y distorsiones de señal. Además, los efectos perjudiciales de la SRS pueden intensificarse en los sistemas WDM en varios órdenes de magnitud, debido a que las señales estimuladas de Raman no surgen de las débiles señales espontáneas de ruido Raman, sino que se generan a partir de las relativamente fuertes señales transportadas por la fibra.

El efecto de la SRS en un sistema con dos longitudes de onda consiste en un incremento de la intensidad de la luz a una de las longitudes de onda en detrimento de la intensidad a la longitud de onda menor. Este intercambio de potencia entre diferentes canales se llamó en primer lugar "diafonía Raman estimulada", pero es obvio que no es una definición adecuada del fenómeno (porque en la diafonía convencional, siempre que tenemos señal en un canal, se produce una señal estimulada en los canales adyacentes, aunque no tengamos señal alguna en ellos).

Vamos a ver un ejemplo del efecto de la SRS sobre un sistema WDM de dos longitudes de onda modulado en amplitud con un espaciado en frecuencias tal que la SRS acople los dos canales. El canal 1 opera a una longitud de onda λ_1 , la cual es menor que la longitud de onda λ_2 a la que opera el canal 2.

Vamos a llamar al canal 1 el canal “bomba” y al canal 2 el canal “sonda”. Además suponemos que los dos canales inyectan la misma potencia óptica en la fibra y que el patrón binario del esquema de modulación RZ (*Return-to-Zero*) utilizado es el de la **Figura 4.1(a)**. Entonces, el efecto de la SRS produce un patrón binario similar al de la **Figura 4.1(b)**. Observamos que siempre que hay una señal en ambos canales, el canal “bomba” (λ_1) sufre una pérdida de potencia mientras que el canal “sonda” (λ_2) se intensifica debido a la SRS. Si aparece un espacio en blanco (intensidad de la luz nula) en cualquiera de los canales no sucede ningún intercambio de potencia (al contrario que en la diafonía convencional, en la que siempre que hay una señal en cualquiera de los canales, se produce una señal en el canal adyacente incluso si en éste no hay señal alguna). Además, los efectos de la SRS no son simétricos en ambos canales. Mientras que el canal 1 experimenta un estrechamiento parcial del diagrama de ojos debido a la reducción de los bits, la apertura del diagrama de ojos del canal 2 no se ve afectada, ya que en el peor de los casos sólo unos pocos bits se amplifican mientras que el resto no se ven alterados. Por lo tanto, **el efecto total de la SRS en los sistemas ASK se traduce en una degradación de la relación señal-a-ruido (SNR, *Signal-to-Noise Ratio*) en el canal “bomba”, mientras que el canal “sonda” (cuya longitud de onda es mayor) no sufre penalización alguna [Chr83].**

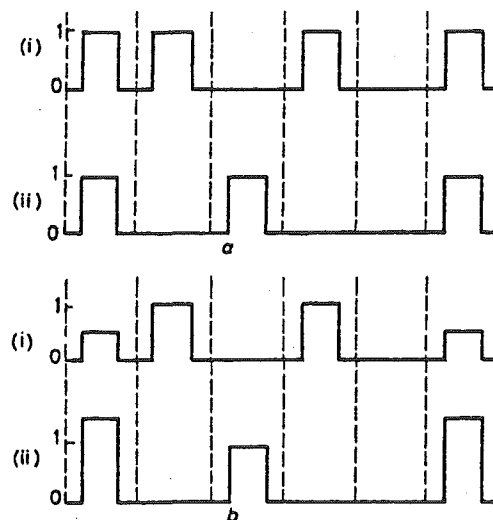


Figura 4.1. (a) Patrón binario en el canal 1(i) y en el canal 2(ii) sin interacción estimulada de Raman y **(b)** patrón binario en el canal 1(i) y en el canal 2(ii) con interacción estimulada de Raman. Cuando hay una señal en ambos canales a la vez, el bit del canal 1 se ve reducido mientras que el del 2 se ve amplificado [Chr83].

Los resultados de la gráfica anterior vienen representados para dos canales con la misma velocidad de grupo. Sin embargo, los efectos para dos canales con velocidades de grupo distintas son similares, porque lo que determina la degradación del sistema en el caso peor es la interacción de un canal con una serie de señales en los canales adyacentes.

En una modulación angular, la información digital se transporta en la fase de la portadora óptica, siendo constante la amplitud, lo que provoca que la

ganancia en el canal "sonda" sea uniforme, al no estar modulada la intensidad óptica. Si la señal "bomba" fuera simplemente una señal no modulada que no transportara información alguna, la ganancia Raman del canal "sonda" podría ser utilizada para construir un amplificador óptico en fibra.

En sistemas multicanal, el canal con la menor longitud de onda experimenta la mayor degradación, mientras que el canal con la mayor longitud de onda o bien no experimenta degradación alguna (ASK) o bien experimenta una mejora en la relación señal-a-ruido (modulaciones angulares). Los canales intermedios experimentan degradación dependiendo de su localización en la secuencia de longitudes de onda [Chr83].

4.1.2. LÍMITES EN POTENCIA ÓPTICA IMPUESTOS POR LA SRS EN SISTEMAS WDM:

En este apartado se señalan las expresiones generales que se utilizan a la hora de estimar los límites en potencia del transmisor debidos a la dispersión estimulada de Raman en sistemas de comunicaciones ópticos WDM. Estas expresiones se pueden aplicar a sistemas que contengan un número arbitrario de canales con una separación cualquiera entre canales (pero igual para todos) [Chr84].

En sistemas de comunicaciones ópticos WDM la dispersión estimulada de Raman (SRS, *Stimulated Raman Scattering*) puede provocar una degradación en el comportamiento que se manifiesta como una pérdida (o transferencia) de potencia en alguno de los canales (ver el apartado 4.1.1. DEGRADACIÓN DEL COMPORTAMIENTO DEBIDA A LA SRS EN SISTEMAS WDM). El efecto de la SRS en sistemas WDM con un número arbitrario de canales con una separación cualquiera (pero igual) entre canales se traduce en una limitación de la potencia de entrada a los canales [Chr84].

Suponiendo que tenemos N canales separados uniformemente con una separación $\Delta\nu$ (Hz) entre canales, la degradación causada por la SRS será más pronunciada para el canal que tenga la longitud de onda más corta (vamos a llamarle canal 0). Por lo tanto, los límites en el comportamiento del sistema se pueden estimar calculando el desvanecimiento del canal 0. El máximo desvanecimiento ocurrirá cuando haya un "1" binario (potencia óptica "ON") en cada canal. En este caso, la fracción de potencia D perdida por el canal 0 es:

$$D = \sum_{i=1}^{N-1} \frac{\lambda_i}{\lambda_0} P_i \gamma_i \frac{L_e}{2A} \quad (\text{Ecuación 4.1})$$

Donde P_i es la potencia inyectada (en vatios) en el canal i-ésimo, λ_i es la longitud de onda del canal i-ésimo, γ_i es el coeficiente Raman de ganancia que acopla los canales 0 e i-ésimo, A es el área efectiva del núcleo que viene dada por las integrales de traslación adecuadas, y L_e es la longitud efectiva de la fibra que viene dada por $(1 - \exp(-\alpha L))/\alpha$, donde α es el coeficiente de pérdidas en fibra y L es la longitud de la fibra. La Ecuación 4.1 se ha obtenido asumiendo la hipótesis de que no hay interacciones Raman entre los N - 1 canales restantes, es decir, las distintas P_i permanecen constantes a lo largo de la longitud L_e . En el caso de tener ganancia Raman lineal el error que

provoca la asunción de esta hipótesis es menor del 1%. También se supone que las λ_i y las P_i son las mismas para todos los canales. Además, aproximamos el perfil de ganancia Raman del sílice (línea de puntos de la **Figura 4.2**) por una función triangular (línea continua), es decir, el coeficiente pico de ganancia Raman γ_p se da para una separación entre canales de 500 cm^{-1} y asumimos que no hay interacción Raman para espaciados superiores. Por tanto, nos queda que [Chr84]:

$$\gamma_i = \frac{i\Delta\nu}{1,5 \cdot 10^{13}} \gamma_p \quad \text{para } i\Delta\nu < 1,5 \cdot 10^{13} \text{ Hz} \quad (\text{Ecuación 4.2})$$

$$\gamma_i = 0 \quad \text{para } i\Delta\nu > 1,5 \cdot 10^{13} \text{ Hz}$$

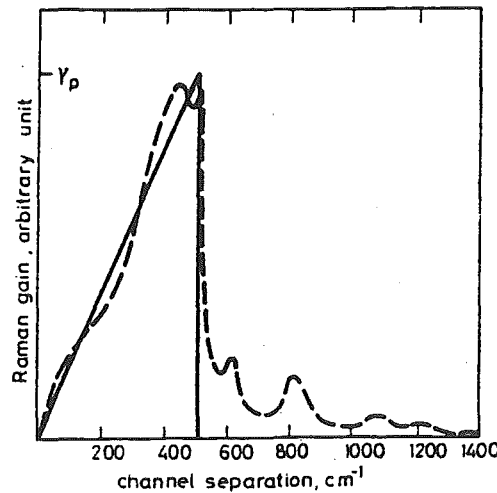


Figura 4.2. Perfil real de ganancia Raman (línea de puntos) y aproximación usada (línea continua) [Chr84].

Hay dos posibilidades a considerar. La primera es asumir que todos los canales caen dentro del perfil de ganancia Raman, es decir, que $(N - 1)\Delta\nu < 1,5 \cdot 10^{13} \text{ Hz}$. Entonces [Chr84]:

$$D_1 = \frac{\Delta\nu \gamma_p P L_e}{3 \cdot 10^{13} A} \frac{N(N-1)}{2} \quad (\text{Ecuación 4.3})$$

Sustituyendo los parámetros de esta ecuación por valores típicos de sistemas reales, es decir, $\alpha = 0,25 \text{ dB/km}$, $A = 5 \cdot 10^{-7} \text{ cm}^2$, $\gamma_p \approx 6 \cdot 10^{-12} \text{ cm/W}^2$, nos queda que [Chr84]:

$$D_1 = 3,3 \cdot 10^{-13} P \Delta\nu N(N-1) \quad (\text{Ecuación 4.4})$$

La segunda posibilidad sería asumir que $(N - 1)\Delta\nu > 1,5 \cdot 10^{13} \text{ Hz}$, es decir, que sólo $M = 1,5 \cdot 10^{13} / \Delta\nu$ canales contribuirían al desvanecimiento del canal 0. En este caso, si $M \gg 1$ [Chr84]:

$$D_2 = 7,4 \cdot 10^{13} \frac{P}{\Delta\nu} \quad (\text{Ecuación 4.5})$$

Y es independiente del número total de canales.

La penalización en potencia debida a la SRS es [Chr84]:

$$X = -10 \log(1 - D) \quad (\text{Ecuación 4.6})$$

Si queremos que la penalización $X < 0,5$, la máxima potencia permitida por canal en el transmisor en los dos casos sería [Chr84]:

$$P_1 < \frac{3,3 \cdot 10^{11}}{\Delta\nu N(N-1)} \quad y \quad P_2 < 1,5 \cdot 10^{-15} \Delta\nu \quad (\text{Ecuación 4.7})$$

Estas inecuaciones se pueden usar para estimar los límites en potencia del transmisor para una gran variedad de sistemas WDM. Por ejemplo, para un sistema de 10 canales con una separación entre canales $\Delta\lambda \approx 10$ nm ($\Delta\nu \approx 1,3 \cdot 10^{12}$ Hz a $1,5$ μm), la máxima potencia permitida por canal en el transmisor es (Ecuación 4.7) 3 mW. Hay que darse cuenta de que cuando todos los canales caen dentro del perfil de ganancia Raman la potencia óptica total máxima permitida inyectada en fibra ($P_1 N$) es inversamente proporcional al ancho de banda total ocupado ($N\Delta\nu$).

En resumen, se ha obtenido una serie de expresiones generales que estiman fácilmente los límites en potencia del transmisor para sistemas WDM multicanal debidos a la SRS. Estas expresiones se pueden aplicar a cualquier sistema WDM siempre que la separación entre canales sea constante.

4.1.3. DISTORSIÓN DE LA FORMA DE ONDA DEBIDA A LA SRS EN SISTEMAS WDM:

En este apartado se analiza teóricamente la influencia de la dispersión estimulada de Raman (SRS) en la forma de onda de los pulsos, teniendo en cuenta tanto la modulación aleatoria como el efecto de walk-off¹ en sistemas de transmisión multiplexados por división en longitud de onda (WDM) de banda ancha. En primer lugar, se demuestra que la pérdida en potencia debida a la SRS se puede separar en pérdida de potencia media y distorsión de la forma de onda. La distorsión de la forma de onda se evalúa para distintos tipos de formas de pulso y fibras, y se deduce una serie de sencillas ecuaciones que analizan dicha distorsión de la forma de onda. Estas ecuaciones se pueden aplicar fácilmente en el diseño de sistemas WDM de transmisión de banda ancha desde el punto de vista de la distorsión SRS de la forma de onda.

¹ El efecto de walk-off se traduce en que cuando la onda rápida está en fase con la onda lenta se produce un efecto no-lineal (al sumarse las potencias de las señales). Se define el parámetro de walk-off como $d_{12} = \beta_1(\lambda_1) - \beta_2(\lambda_2)$ y la longitud de walk-off como $L_W = T_0 / |d_{12}|$, siendo T_0 el período de la señal [Agr97, Chr89].

Además, este método es útil en el diseño de sistemas de transmisión WDM de banda ancha, en los cuales la SRS es una seria limitación [Nor01].

4.1.3.1. INTRODUCCIÓN:

La cada vez mayor demanda de capacidad grande de transmisión aumenta día a día debido a la reciente popularización de la Internet. Y tales demandas no las encabezan sólo las redes de abonados, sino también las redes de área local y las redes troncales. Recientemente, las redes de área local y las redes troncales han incrementado su capacidad de transmisión utilizando técnicas de multiplexión/demultiplexión por división en longitud de onda (WDM). Generalmente, para transmisiones a larga distancia se usan los amplificadores de fibra dopados con erbio (EDFAs) que tienen un ancho de banda de 30 nm alrededor de 1,55 μm . Sin embargo, las no-linealidades en fibra limitan el comportamiento de los sistemas de transmisión que explotan las capacidades de los amplificadores ópticos. Entre las no-linealidades en fibra, la modulación cruzada de fase (XPM) y la mezcla de cuatro ondas (FWM) son las que contribuyen principalmente a la degradación del comportamiento dentro del ancho de banda de los EDFAs [Nor01].

El efecto de la dispersión estimulada de Raman (SRS) es habitualmente pequeño. La SRS provoca transferencia de potencia desde los canales WDM con longitud de onda menor hacia los canales WDM de longitud de onda mayor, y dicha transferencia de potencia se incrementa según aumenta alrededor de 100 nm la diferencia en longitud de onda entre dos canales. Por lo tanto, la transferencia de potencia SRS no es máxima dentro del ancho de banda de los EDFAs.

Recientemente, se ha seguido otra dirección de investigación para mejorar la transmisión de alta capacidad, la cual explota otras regiones (o bandas) de longitud de onda simultáneamente utilizando EDFAs de ganancia desplazada (GS-EDFAs, *Gain-Shifted Erbium-Doped Fiber Amplifiers*) y amplificadores de ganancia Raman. Los resultados experimentales que usan fibras de dispersión desplazada (DSFs) muestran que la SRS influye de manera no despreciable en la transmisión de canales WDM distribuidos en una banda ancha similar. Esto sucede porque la dispersión de la velocidad de grupo (GVD, *Group Velocity Dispersion*) en algunas bandas es la misma, y no puede ocurrir una situación de walk-off. Suponiendo que los canales están distribuidos de forma simétrica con respecto a la longitud de onda de GVD nula, las señales ópticas se propagan con la misma velocidad de propagación e interactúan unas con otras a lo largo de una gran distancia. Entonces, las formas de onda se distorsionan drásticamente. Por otra parte, cuando la separación entre canales alcanza los 100 nm, la distorsión de la forma de onda se vuelve más importante. En el futuro, los amplificadores ópticos ya desarrollados y los amplificadores Raman se aplicarán en otras bandas de longitud de onda, y se usarán para la transmisión de banda ancha. Por lo tanto, es necesaria la evaluación de la distorsión de la forma de onda que tenga en cuenta la distorsión de la velocidad de grupo (GVD) para banda ancha [Nor01].

Además, por lo menos dos canales deben estar a "ON" en sistemas IM-DD (*Intensity Modulation-Direct Detection*) para que existan no-linealidades en fibra. Generalmente, cada canal se modula independientemente con datos

aleatorios. Por lo tanto, la evaluación de la distorsión de la forma de onda tiene en cuenta la modulación aleatoria.

En algunos de los análisis teóricos de los efectos no-lineales de la SRS, se evalúa la disipación de la potencia óptica media sin considerar la GVD, mientras que otros de los modelos de la degradación SRS estudiados consideran tanto los efectos de la GVD como los de la modulación. En general, la SRS se estudia desde el punto de vista de la pérdida de potencia de los canales. Sin embargo, a la hora de analizar la SRS en un sistema de transmisión de banda ancha, no sólo se tiene que tener en cuenta la pérdida de potencia sino también la distorsión de la forma de onda.

El principal propósito de este apartado es ver cómo se extrae la distorsión de la forma de onda distinguiéndola de la pérdida de potencia media, y mostrar las herramientas útiles en el diseño de sistemas de transmisión de banda ancha que consideren la SRS. Además, se estudian los efectos de la distorsión de la velocidad de grupo (GVD) y de la modulación aleatoria. Por último, se comparan los efectos de la SRS en distintas fibras tales como fibra de dispersión desplazada (DSF), fibra monomodo convencional (SMF), DSF no-cero (NZDSF) y fibra de área de núcleo efectiva grande (LECAF).

En el apartado 4.1.3.2, se da una serie de suposiciones e hipótesis para su posterior uso. Se describe la pérdida de potencia debida a la SRS para un modelo con dos canales y se extienden los resultados a sistemas multicanal y multirrepetidos. En el apartado 4.1.3.3, se estudia cómo separar los efectos de la pérdida de potencia y la distorsión de la forma de onda. La distorsión de la forma de onda debida a la SRS se evalúa para fibras DSF en el apartado 4.1.3.4 y para otros tipos de fibras en el apartado 4.1.3.5. Por último, las conclusiones se presentan en el apartado 4.1.3.6.

4.1.3.2. MÉTODOS PARA LA EVALUACIÓN DE LA DEGRADACIÓN DEL COMPORTAMIENTO DEBIDA A LA SRS:

En este apartado, se presentan algunas suposiciones e hipótesis útiles para el desarrollo posterior. La configuración del sistema a considerar es la de un sistema WDM de transmisión unidireccional con transmisores/receptores (transceptores) IM/DD (*Intensity Modulation-Direct Detection*). Como muestra la **Figura 4.3**, la longitud de onda utilizada se encuentra en el rango 1450-1650 nm y los canales WDM se distribuyen uniformemente con la misma separación en frecuencia Δf con respecto a la frecuencia central de 193,1 THz. Cada canal WDM se modula con una secuencia de bit pseudoaleatoria (PRBS, *PseudoRandom Bit Sequence*). Las pérdidas en fibra se dividen en pérdidas lineales y no lineales. Las pérdidas lineales son aquellas pérdidas intrínsecas sin influencia alguna de las no-linealidades en fibra. Las señales ópticas sufren una suma de pérdidas lineales y no-lineales cuando ocurren no linealidades en fibra. Por sencillez, se supone que la GVD y las pérdidas lineales en fibra se compensan por completo en cada amplificador, por lo que sólo tenemos las pérdidas provocadas por el efecto de las no-linealidades en fibra [Nor01].

La SRS provoca una pérdida de potencia en los canales de longitud de onda menor. En primer lugar, se presenta el modelo de dos canales y las funciones aproximadas para la pérdida de potencia que consideran tanto la aleatoriedad de la potencia óptica modulada como el efecto de la GVD

(distorsión de la velocidad de grupo). Después, se muestra cómo extender este modelo a sistemas multicanal y multirrepetidos.

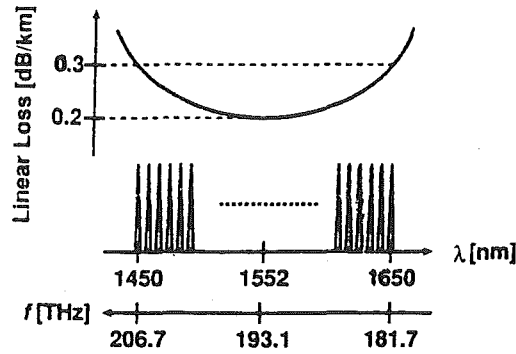


Figura 4.3. Distribución de canales WDM y pérdidas lineales en fibra [Nor01].

Se contempla un sistema con dos canales a dos longitudes de onda diferentes. Los canales de menor y mayor longitud de onda se denominan respectivamente “canal bomba” y “canal Stokes”. Esta denominación de “canal bomba” y “canal Stokes” se usa también para sistemas multicanal.

Las potencias ópticas del canal bomba, P_p , y del canal Stokes, P_s , que viajan a través de la fibra óptica siguen las siguientes ecuaciones [Nor01]:

$$\begin{aligned} \frac{\partial P_s}{\partial z} + \frac{1}{v_s} \frac{\partial P_s}{\partial t} &= \left(\frac{g P_p}{K A_{eff}} - \alpha_s \right) P_s \\ \frac{\partial P_p}{\partial z} + \frac{1}{v_p} \frac{\partial P_p}{\partial t} &= - \left(\frac{\lambda_s}{\lambda_p} \frac{g P_s}{K A_{eff}} + \alpha_p \right) P_p \end{aligned} \quad (\text{Ecuación 4.8})$$

Donde λ_p , v_p y α_p (λ_s , v_s y α_s) son la longitud de onda, la velocidad de grupo y el coeficiente de pérdidas lineales en fibra del canal bomba (canal Stokes), respectivamente; g es el coeficiente de ganancia Raman y A_{eff} es el área efectiva del núcleo de la fibra; K es el factor de polarización que viene determinado por los estados de polarización de los dos canales y se encuentra en el rango $1 \leq K \leq 2$. Cuando $K = 1, 2$, los estados de polarización de los dos canales son polarización lineal en la misma dirección y polarización aleatoria, respectivamente. En transmisiones de larga distancia, las polarizaciones se vuelven aleatorias ($K = 2$).

Suponemos que la ganancia no lineal del canal Stokes se puede despreciar. Entonces, el comportamiento de la potencia del canal Stokes P_s se describe como [Nor01]:

$$P_s(z, t) = P_{s0} m(t - z/v_s) \exp(-\alpha_s z) \quad (\text{Ecuación 4.9})$$

Donde P_{s0} es la potencia de entrada a la fibra del canal Stokes y $m(t)$ describe la señal para la transmisión y toma valores entre 0 y 1.

Después del cambio de variables $\tau = t - z/v_p$ y resolviendo las Ecuaciones 4.8 y 4.9, la potencia óptica del canal bomba después de la propagación a lo largo de un tramo de longitud L es [Nor01]:

$$P_p(L, \tau) = P_p(0, \tau) \exp \left(-\alpha_p L - \frac{\lambda_s}{\lambda_p} \frac{g P_{s0}}{K A_{eff}} L_{eff} I \right)$$

donde :

$$\begin{cases} L_{eff} = \frac{1 - e^{-\alpha_s L}}{\alpha_s} \\ I = \frac{1}{L_{eff}} \int_0^{L_{eff}} e^{-\alpha_s z} m(\tau + \Delta T z) dz \end{cases} \quad (\text{Ecuación 4.10})$$

A la entrada de la fibra, la potencia del canal bomba es $P_p(0, \tau)$. L_{eff} es la longitud efectiva de la no-linealidad, e I reúne los efectos de la modulación aleatoria y de la GVD. $\Delta T (\equiv |1/v_p - 1/v_s|)$ muestra la diferencia de los tiempos de propagación de los canales bomba y Stokes durante la transmisión de longitud unidad. En la **Ecuación 4.10**, las pérdidas lineales en fibra vienen descritas por el término $\exp(-\alpha_p L)$, mientras que las pérdidas no lineales vienen descritas por $\exp[-(\lambda_s/\lambda_p) \cdot (g P_{s0}/K A_{eff}) \cdot L_{eff} I]$.

El factor I toma valores entre 0 y 1. En el caso de tener pulsos rectangulares NRZ, I es 1 para el caso de onda continua, y alrededor de 0,5 para el caso completamente aleatorio. Cuanto más grande sea I , mayor es la pérdida de potencia en el canal bomba. Generalmente, se adoptan valores fijos de I para evaluar la transferencia de potencia debida a la SRS, por ejemplo, $I = 0,5$ ó 1. Sin embargo, I depende del tiempo de propagación (es decir, de la longitud de transmisión) y de la GVD. Consideramos una modulación aleatoria que actúa de forma independiente en cada canal. La SRS no ocurre en los dos canales cuando ambos están en estado "OFF". Por lo tanto, se supone que el canal bomba está siempre en estado "ON". Y la función $m(t)$ presente en la expresión de I en la **Ecuación 4.10** describe la señal de transmisión para el canal Stokes.

A continuación, se presenta el perfil de ganancia Raman. Como se puede observar en la **Figura 4.4**, el perfil de ganancia Raman se aproxima mediante la siguiente función triangular [Nor01]:

$$g = \begin{cases} \frac{\Delta f}{1,5 \cdot 10^{13}} g_R & \text{para } \Delta f \leq 1,5 \cdot 10^{13} \text{ Hz} \\ 0 & \text{para } \Delta f > 1,5 \cdot 10^{13} \text{ Hz} \end{cases} \quad (\text{Ecuación 4.11})$$

Donde g_R es el coeficiente máximo de ganancia Raman y Δf es la diferencia en frecuencia entre los canales bomba y Stokes. La diferencia en frecuencia de $1,5 \cdot 10^{13}$ Hz en la región de $1,5 \mu\text{m}$ corresponde a una diferencia en longitud de onda de 100 nm. Tomamos g_R igual a $11,7 \cdot 10^{-12}$ cm/W para fibras DSF, NZDSF y LECAF, e igual a $7 \cdot 10^{-12}$ cm/W para fibras monomodo (SMF). Sustituyendo el valor de g (**Ecuación 4.11**) en la **Ecuación 4.10**, la potencia óptica del canal bomba después de una transmisión de longitud L resulta ser:

$$P_p(L) = P_p(0) \exp \left(-\alpha_p L - \frac{\lambda_s}{\lambda_p} \frac{\Delta f g_R P_{s0}}{1,5 \cdot 10^{13} K A_{eff}} L_{eff} I \right) \quad (\text{Ecuación 4.12})$$

para $\Delta f \leq 1,5 \cdot 10^{13} \text{ Hz}$

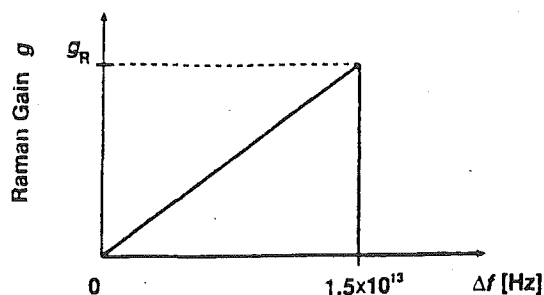


Figura 4.4. Aproximación del perfil de ganancia Raman mediante una función triangular. El coeficiente de ganancia Raman g toma el valor máximo g_R para una separación en frecuencia de 15 THz [Nor01].

La Figura 4.5 muestra los dos trenes de pulsos de los canales bomba y Stokes. La distorsión finita de la velocidad de grupo causa una diferencia en la velocidad de grupo entre dos canales de longitudes de onda diferentes. Entonces, los pulsos de los canales no se co-propagan y se rebanan el uno al otro.

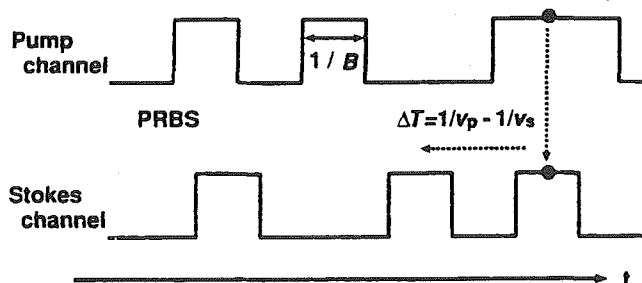


Figura 4.5. Trenes de pulsos del canal bomba y del canal Stokes [Nor01].

Si la GVD entre dos canales es o bien pequeña o bien cero, el canal Stokes absorbe la potencia óptica del pulso del canal bomba durante un período largo de tiempo, y la forma del pulso del canal bomba cambia, por lo que en este canal ocurre el fenómeno de distorsión de la forma de onda.

La transmisión a una mayor distancia o un mayor régimen binario causa transferencia de potencia óptica desde el pulso del canal bomba hacia varios pulsos del canal Stokes. Esto se traduce en una pérdida de potencia media, lo que se denomina pérdida no-lineal en fibra.

En general, una gran diferencia en frecuencia se traduce en una gran GVD. En este caso, la distorsión de la forma de onda es pequeña debido a la GVD incluso si la ganancia SRS aumenta. Sin embargo, la situación de gran diferencia en frecuencia, que incrementa la ganancia SRS, con GVD pequeña sucede en fibras DSF. Esto ocurre cuando dos canales se distribuyen simétricamente con respecto a la longitud de onda de GVD cero.

La pérdida de potencia del canal bomba viene gobernada por la Ecuación 4.12 para un sistema con dos canales sin repetidores. A continuación, se muestra la generalización a sistemas multicanal y multirrepetidos.

En sistemas multicanal, las transferencias de potencia debidas a la SRS se producen entre todos los canales con ganancia Raman. Cuando se elige un

canal como canal bomba, la pérdida de potencia de dicho canal se puede expresar como la suma de las transferencias de potencia a los canales de mayor longitud de onda. Se asume que P_{s0} , que es la potencia de cada canal Stokes, se mantiene constante a lo largo de la longitud de transmisión L , es decir, no hay ni ganancia ni pérdida de potencia debidas a las no linealidades en los canales Stokes.

Para la extensión a sistemas multirrepetidos, hay que considerar la compensación en potencia y en GVD de cada repetidor. Las compensaciones de potencia para pérdidas lineales en fibra y pérdidas (no-lineales) de potencia media se supone que se tratan canal por canal. Las compensaciones de la GVD (distorsión de la velocidad de grupo) también se tratan canal por canal. De este modo, el factor $\exp(-\alpha_p L)$ de la **Ecuación 4.12** se compensa de forma que sea igual a 1. Cuando los canales WDM se distribuyen con una separación igual entre canales Δf , la diferencia en frecuencia entre el canal bomba y el canal Stokes i -ésimo respecto del canal bomba es $\Delta f \cdot i$.

Bajo estas hipótesis, la potencia del canal bomba en sistemas multicanal y multirrepetidos se obtiene sin cambiar el símbolo L como [Nor01]:

$$P_p(L) = P_p(0) \exp \left[- (r+1) \sum_{i=1}^{N-1} \frac{\lambda_i}{\lambda_p} \frac{i \Delta f g_R P_{s0}}{1,5 \cdot 10^{13} K A_{eff}} L_{eff} I \right] \quad (\text{Ecuación 4.13})$$

para $\Delta f \cdot i \leq 1,5 \cdot 10^{13} \text{ Hz}$

Siendo: L la longitud total de transmisión;
 r el número de repetidores;
 N el número de canales;
 I la longitud de onda de los canales de longitud de onda mayor que el canal bomba.

Hay que fijarse en que la **Ecuación 4.13** es incorrecta en los casos de gran degradación SRS ya que se desprecia la ganancia o la pérdida no lineal de potencia en los canales Stokes. De ahora en adelante, se supone $r = 0$, excepto cuando se especifique lo contrario.

A la hora de evaluar la distorsión de la forma de los pulsos se van a considerar dos tipos de pulso [Nor01], el pulso rectangular y el pulso súper-gaussiano. La forma del pulso súper-gaussiano en amplitud se expresa como:

$$y = \exp \left[- \frac{\ln 2}{2} \left(\frac{2x}{T_{FWHM}} \right)^{2l} \right] \quad (\text{Ecuación 4.14})$$

Donde l es el orden del pulso gaussiano y T_{FWHM} es el ancho total a la mitad del máximo en amplitud. Se van a considerar codificaciones NRZ y RZ para la transmisión. Para un código RZ, se aplica $l = 1$ y $T_{FWHM} = 0,283$, lo que causa una interferencia entre símbolos (ISI, *InterSymbol Interference*) de 45 dB; mientras que para un código NRZ, se aplica $l = 2$ y $T_{FWHM} = 0,658$, lo que también causa una ISI de 26 dB. La forma de los pulsos de los códigos NRZ y RZ en potencia óptica se muestran en la **Figura 4.6(a) y (b)**, respectivamente.

4.1.3.3. PÉRDIDA DE POTENCIA MEDIA Y DISTORSIÓN DE LA FORMA DE ONDA:

En este apartado, se discute el modo de extraer los efectos de la distorsión de la forma de onda de los de la transferencia de potencia SRS. En otras palabras, se estudia cómo separar la pérdida en potencia media de la distorsión de la forma de onda [Nor01].

Tanto la distorsión grande de la velocidad de grupo como la tasa binaria alta disminuyen el valor de I . El incremento de las pérdidas no-lineales es proporcional a la potencia del canal Stokes, con lo que I decrece de forma inversamente proporcional a las pérdidas lineales en fibra del canal Stokes α_s . Por lo tanto, el factor I depende del parámetro normalizado $B\Delta T/\alpha_s$. Cuando la distribución de canales del canal bomba y del canal Stokes, el régimen binario y la longitud de transmisión son fijos, $B\Delta T/\alpha_s$ toma un valor fijo.

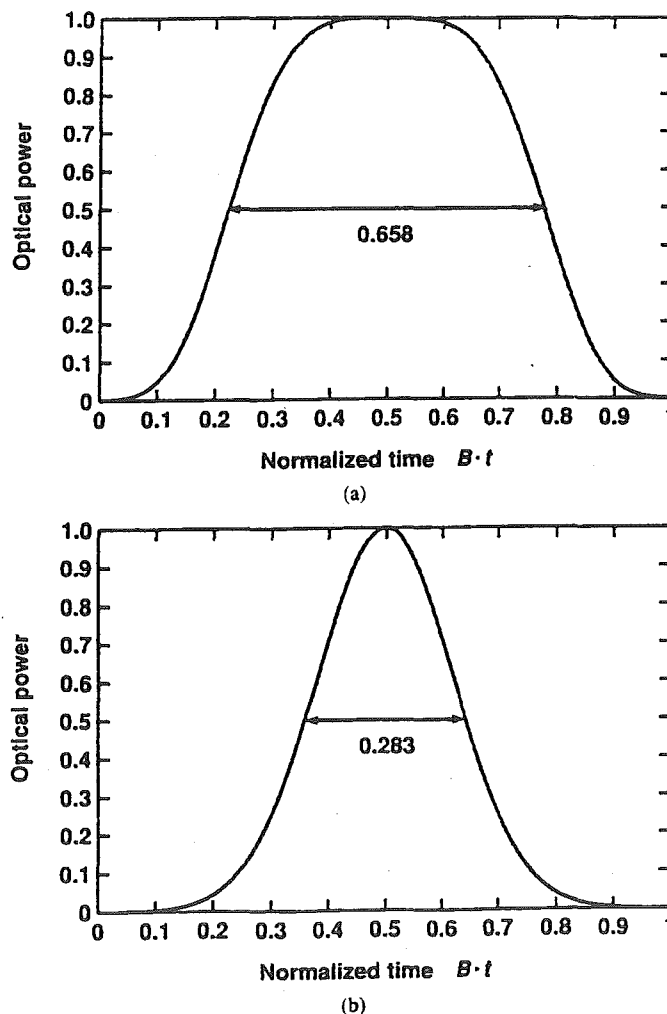


Figura 4.6. Forma de los pulsos súper-gaussianos. (a) Código NRZ con $I = 2$ y $T_{FWHM} = 0,658$ y (b) código RZ con $I = 1$ y $T_{FWHM} = 0,283$ [Nor01].

Vamos a enfocar nuestra atención en un punto, que vamos a denominar "A", de los pulsos bomba. Supongamos que el tren de pulsos del canal Stokes está desplazado una longitud s_A como muestra la Figura 4.7. Entonces, la

degradación del punto "A" corresponde a $I(s_A, B\Delta T/\alpha_s)$. A continuación, nos fijamos en otro punto "B" de los pulsos bomba, el cual está desplazado δ bits respecto del punto "A", como muestra la **Figura 4.7**. El punto "B" experimenta los pulsos del canal Stokes con un desfase $s_B = s_A + \delta$. Entonces, la degradación corresponde a $I(s_B, B\Delta T/\alpha_s)$. Las pérdidas de potencia bomba entre diferentes posiciones se pueden expresar mediante $I(s, B\Delta T/\alpha_s)$ para diferentes valores de s , que es el desplazamiento en fase de los pulsos Stokes. En otras palabras, la degradación causada por un solo canal Stokes corresponde al comportamiento vertical de $I(s, B\Delta T/\alpha_s)$. Por lo tanto, se puede dibujar la forma del pulso del canal bomba después de la transmisión sin más que considerar la forma inicial del pulso y el valor de $I(s, B\Delta T/\alpha_s)$ para cada punto. Cuando se considera otro canal como canal Stokes, el valor de $B\Delta T/\alpha_s$ cambia al ser diferente ΔT . Por tanto, la forma de onda del canal bomba se dibuja teniendo en cuenta el comportamiento vertical de $I(s, B\Delta T/\alpha_s)$ para cada canal Stokes.

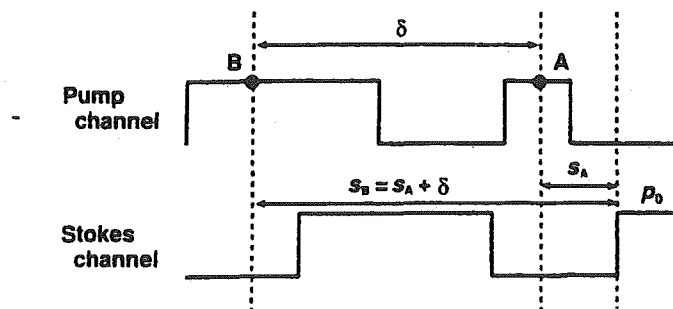


Figura 4.7. Desplazamientos de fase s_A y s_B para dos puntos distintos "A" y "B" de los pulsos bomba [Nor01].

Como ejemplo, se muestra la forma de onda antes y después de la transmisión de pulsos NRZ súper-gaussianos con una tasa binaria de 160 Mbps, 2,5 Gbps y 10 Gbps en la **Figura 4.8(a)–(c)**, respectivamente. El parámetro $B\Delta T/\alpha_s$ de los canales Stokes toma valores en el rango 0–0,2, 0–4 y 0–15 para BR = 160 Mbps, 2,5 Gbps y 10 Gbps, respectivamente. En la **Figura 4.8** se observa una gran distorsión en la forma de onda cuando la tasa binaria es baja, mientras que sin embargo, la distorsión en la forma de onda es menor cuando $B\Delta T/\alpha_s$ aumenta.

Las condiciones detalladas de la **Figura 4.8** son las siguientes: la fibra es una DSF con una longitud de 80 km; el pulso de entrada es un pulso NRZ súper-gaussiano con una longitud de secuencia PRBS de $2^{23} - 1$ bits con potencia media de entrada por canal de 2 mW; los canales WDM están distribuidos con una separación igual entre canales de $\Delta f = 200$ GHz en el rango entre 1450 y 1650 nm (como puede verse en la **Figura 4.12**) y una frecuencia central de 193,1 THz; la frecuencia de portadora del canal bomba es 199,9 THz; el coeficiente de pérdidas lineales en fibra es $\alpha_s = 0,30$ dB/km y el coeficiente máximo de ganancia Raman es $g_R = 11,7 \cdot 10^{-12}$ cm/W; el área efectiva del núcleo A_{eff} y el parámetro D de la GVD se muestran en la **Tabla 4.1** y en la **Tabla 4.2**, respectivamente.

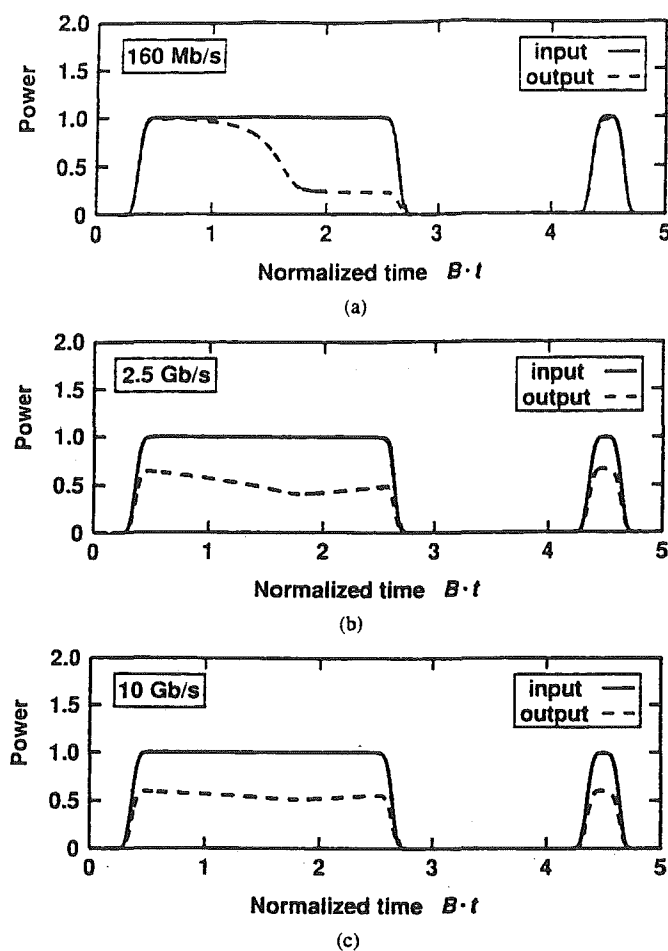


Figura 4.8. Formas de onda de los pulsos rectangulares y súper-gaussianos antes y después de la transmisión. (a) 160 Mbps, (b) 2,5 Gbps y (c) 10 Gbps. El código utilizado es un NRZ (Non-Return-to-Zero) [Nor01].

En este apartado se considera la penalización en la apertura del ojo como la medida de la distorsión de la forma de onda. Como se ha mencionado anteriormente, la potencia "OFF" del cero no se ve afectada por la SRS, luego la apertura del ojo se puede medir en el estado "ON". Por tanto, la apertura del ojo se puede definir como la relación entre la apertura del ojo a la entrada y a la salida normalizadas con respecto a las potencias ópticas medias para el estado "ON" $P_p(0)$ y $P_p(L)$, respectivamente.

Si se estudia la distribución de I con respecto a la duración de una PRBS se observa que los valores de I se distribuyen cambiando s (desplazamiento de fase) entre el valor máximo I_{\max} y el valor mínimo I_{\min} . El valor medio se fija ($\equiv I_{\text{ave}}$) para todos los valores de $B\Delta T/\alpha_s$. I_{ave} depende de la forma del pulso. Por ejemplo, I_{ave} es 0,5 para pulsos NRZ rectangulares.

Volvamos al patrón de ojo. En sistemas con dos canales, los estados "ON" toman valores correspondientes a $I(s, B\Delta T/\alpha_s)$ con $s, s+1, \dots, s+(2^{23}-2)$. Por tanto, el patrón de ojo es el siguiente: el estado "OFF" es cero y los estados "ON" se distribuyen entre los correspondientes al valor máximo de I ($\equiv I_{\max}(i)$) y al valor mínimo ($\equiv I_{\min}(i)$), donde i es el número de canal del canal Stokes. Luego el cierre del ojo provocado por el i -ésimo canal Stokes, $PP(i)$, se expresa a partir de la Ecuación 4.13 como [Nor01]:

$$\begin{aligned}
 PP(i) &= \frac{\min[P_p(L)] / \overline{P_p(L)}}{\min[P_p(0)] / \overline{P_p(0)}} = \frac{\min[P_p(L)]}{\overline{P_p(L)}} = \frac{\exp\left[-(r+1) \frac{\lambda_i}{\lambda_p} \frac{i\Delta f g_R P_{s0} L_{eff}}{1,5 \cdot 10^{13} K A_{eff}} I_{\max}(i)\right]}{\exp\left[-(r+1) \frac{\lambda_i}{\lambda_p} \frac{i\Delta f g_R P_{s0} L_{eff}}{1,5 \cdot 10^{13} K A_{eff}} I_{ave}\right]} = \\
 &= \exp\left\{-(r+1) \frac{\lambda_i}{\lambda_p} \frac{i\Delta f g_R P_{s0} L_{eff}}{1,5 \cdot 10^{13} K A_{eff}} [I_{\max}(i) - I_{ave}]\right\} \quad (\text{Ecuación 4.15})
 \end{aligned}$$

Donde $P_p(0)$ y $\min[P_p(0)]$ ($P_p(L)$ y $\min[P_p(L)]$) son los valores medio y mínimo para $z = 0$ ($z = L$) como muestra la **Figura 4.9**.

El efecto de los otros j-ésimos canales Stokes se puede tener en cuenta usando el correspondiente ΔT . El cierre resultante del ojo se puede obtener multiplicando por factores $PP(j)$. Por tanto, la penalización de la apertura del ojo PP se obtiene como [Nor01]:

$$PP = \prod_{i=1}^{N-1} PP(i) = \exp\left\{-(r+1) \sum_{i=1}^{N-1} \frac{\lambda_i}{\lambda_p} \frac{i\Delta f g_R P_{s0} L_{eff}}{1,5 \cdot 10^{13} K A_{eff}} [I_{\max}(i) - I_{ave}]\right\} \quad (\text{Ec. 4.16})$$

En este artículo, se presta una mayor atención a la distorsión de la forma de onda, ya que la pérdida de potencia media puede obtenerse fácilmente a partir de $I = I_{ave}$ y compensarse con amplificadores ópticos. La penalización se puede obtener para el caso peor, que considera I_{\max} .

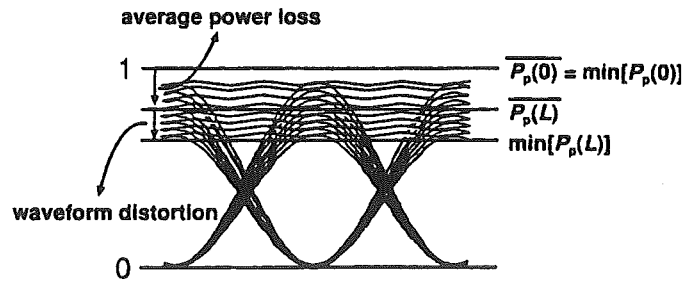


Figura 4.9. Posible patrón de ojo distorsionado por la SRS [Nor01].

En primer lugar, se va a estudiar la dependencia de I con la longitud de transmisión L . Los resultados se muestran en la **Figura 4.10**. En esta figura, se muestran I_{\max} e I_{ave} para $L = 8, 40, 80$ y 800 km. Cuando L toma estos valores, las longitudes efectivas L_{eff} son 6,4, 15,6, 17 y 17 km, respectivamente. De esta misma figura, podemos destacar que, cuando L es mayor de 80 km, I_{\max} no depende de L porque L_{eff} es siempre igual a 17 km. I_{ave} no tiene dependencia alguna con L . Por tanto, se considera $L = 80$ km, longitud cercana a las longitudes de los tramos en los sistemas actuales de transmisión WDM.

A continuación, se estudia la influencia de la longitud de palabra de las secuencias PRBS pseudoaleatorias. Cuando la longitud de palabra aumenta, aparecen algunos patrones que incrementan I_{\max} . Sin embargo, debido a la longitud de transmisión finita y a la diferencia finita de las velocidades de grupo,

$I_{\text{máx}}$ se satura. En la **Figura 4.11** se representan $I_{\text{máx}}$ e I_{ave} para longitudes de palabra iguales a $2^7 - 1$, $2^{15} - 1$ y $2^{23} - 1$ bits. La forma del pulso es rectangular y la longitud de transmisión L es igual a 80 km. I_{ave} es prácticamente igual para todas las longitudes de palabra, mientras que las curvas de $I_{\text{máx}}$ para longitudes mayores de $2^{15} - 1$ bits casi se superponen. Por tanto, se adoptará una longitud de palabra de $2^{23} - 1$ bits para los cálculos de ahora en adelante.

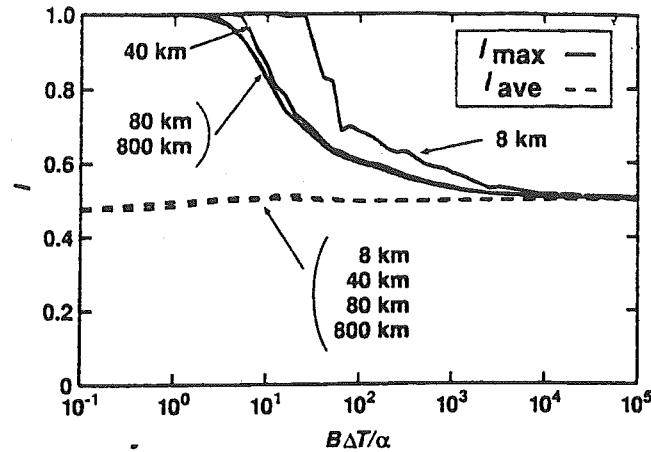


Figura 4.10. $I_{\text{máx}}$ e I_{ave} para diferentes longitudes de transmisión L : $L = 8, 40, 80$ y 800 km. El pulso evaluado es un pulso rectangular NRZ, longitud de palabra = $2^{23} - 1$, $\alpha_s = 0,25$ dB/km y $\Delta T = 500$ ps/km [Nor01].

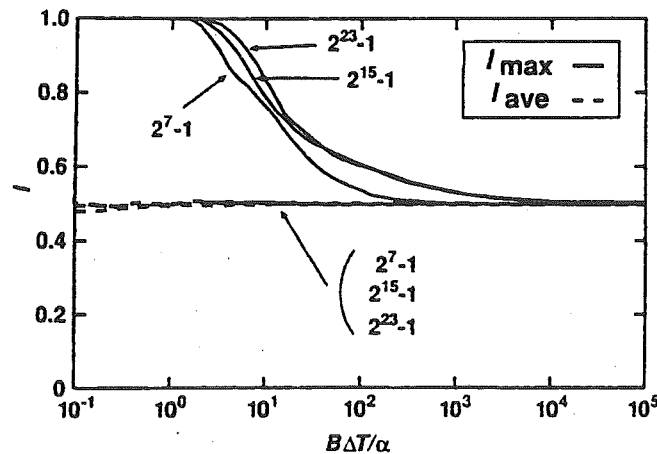


Figura 4.11. $I_{\text{máx}}$ e I_{ave} para diferentes longitudes de palabra de secuencias PRBS: $2^7 - 1$, $2^{15} - 1$ y $2^{23} - 1$. El pulso es un pulso rectangular NRZ, $L = 80$ km, $\alpha_s = 0,25$ dB/km y $\Delta T = 500$ ps/km [Nor01].

4.1.3.4. DISTORSIÓN DE LA FORMA DE ONDA DESPUÉS DE LA TRANSMISIÓN A TRAVÉS DE UNA DSF:

En el apartado anterior, se ha visto que la pérdida de potencia media y la distorsión de la forma de onda debidas a la SRS se pueden estudiar por separado. La pérdida de potencia media se puede compensar mediante amplificadores ópticos para repetidores. Entonces, la distorsión de la forma de

onda de la potencia del canal bomba a través de una fibra de dispersión desplazada (DSF) se calcula usando las Ecuaciones 4.13, 4.15 y 4.16, además de las expresiones aproximadas de I_{\max} y de I_{ave} vistas en las gráficas anteriores.

Los canales WDM se distribuyen con una separación igual entre canales Δf en el rango entre 1450 y 1650 nm (200 nm = 25 THz), como muestra la Figura 4.12. Ningún canal se sitúa fuera de este rango. La separación entre canales Δf es igual a 200 GHz y la frecuencia central es 193,1 THz (1552 nm). Las pérdidas lineales en fibra vienen descritas por el coeficiente $\alpha_s = 0,30$ dB/km. El coeficiente máximo de ganancia Raman g_R es $11,7 \cdot 10^{-12}$ cm/W. El tramo de fibra tiene una longitud de 80 km. El área efectiva del núcleo A_{eff} y el parámetro D de la GVD dependen de la longitud de onda. Por lo que se refiere a las fibras DSF, estas dependencias se expresan de la manera siguiente [Nor01]:

$$A_{eff} = 53 + 0,1(\lambda_s - 1550) \mu m^2 \quad (Ecuación 4.17)$$

$$D = 0,07(\lambda_s - 1550) ps / nm \cdot km$$

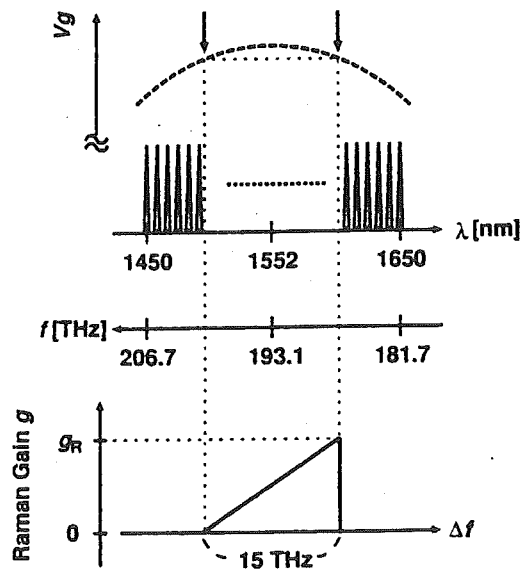


Figura 4.12. Distribución de canales WDM, velocidad de grupo v_g y perfil de ganancia Raman. Los canales señalados forman una pareja de canales con walk-off pequeño y máximo coeficiente de ganancia Raman g_R [Nor01].

Para analizar los efectos perjudiciales de la SRS sobre pulsos de tipo rectangular, en primer lugar, se considera la distorsión de la forma de onda en pulsos rectangulares. Como los canales se distribuyen simétricamente con respecto a la longitud de onda de GVD nula λ_0 igual a 1550 nm en el caso de una fibra DSF, existen parejas de canales con walk-off pequeño, como muestra la Figura 4.12. Entre tales canales, el de menor longitud de onda con ancho de banda de ganancia SRS igual a 15 THz (100 nm) experimenta la mayor pérdida debida a la SRS. Por tanto, éste es el canal más degradado. Además, A_{eff} depende de la longitud de onda, con lo que la dependencia con la longitud de onda de la degradación SRS se estudiará en primer lugar.

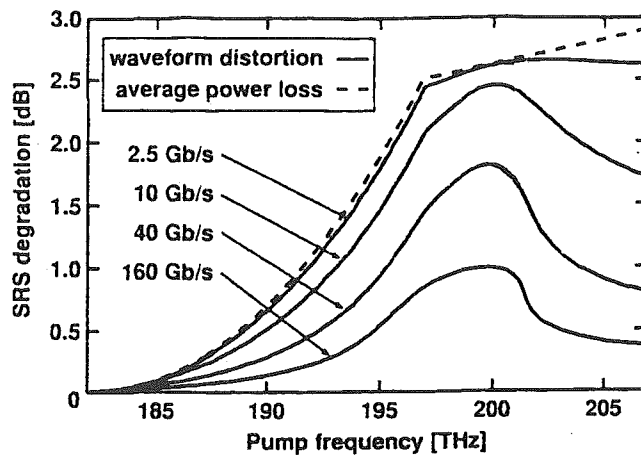


Figura 4.13. Distorsión de la forma de onda (pérdida de potencia media) en función de la frecuencia del canal bomba para un pulso NRZ [Nor01].

Tomando por turno cada canal WDM como canal bomba, la distorsión de la forma de onda se calcula como muestra la **Figura 4.13**. Las tasas binarias B son 2,5, 10, 40 y 160 Gbps, y la potencia de entrada a la fibra P_{in} ($\equiv P_{s0} \cdot I_{ave}$) es 1 mW. La mayor distorsión de la forma de onda en el canal bomba ocurre alrededor de una frecuencia igual a 200 THz. El peor canal determina el comportamiento del sistema. Por lo tanto, los resultados siguientes son los de la distorsión de la forma de onda para el peor canal.

A continuación, se presentan una serie de gráficas que muestran la dependencia de la distorsión de la forma de onda con respecto a distintos parámetros. En primer lugar, se calcula la dependencia de la distorsión de la forma de onda con la potencia de entrada en fibra P_{in} para 2,5, 10, 40 y 160 Gbps. Los resultados se representan en la **Figura 4.14**. La distorsión de la forma de onda es proporcional a P_{in} , y decrece según aumenta el régimen binario.

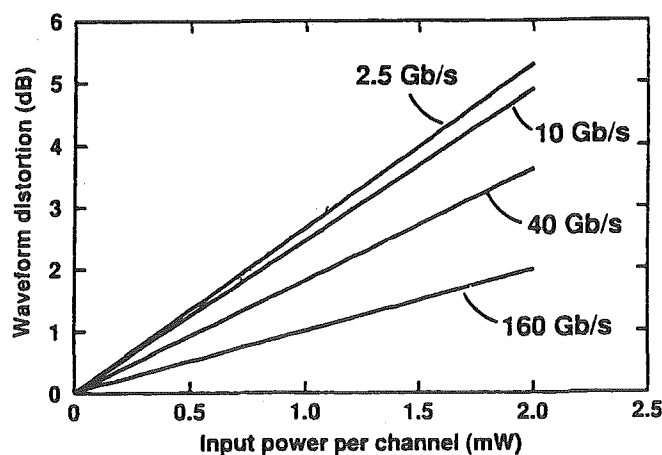


Figura 4.14. Distorsión de la forma de onda en función de la potencia de entrada a la fibra para un pulso rectangular NRZ. Los regímenes binarios son 2,5, 10, 40 y 160 Gbps [Nor01].

A continuación se examina la potencia permitida por canal de entrada a la fibra que disminuye la distorsión de la forma de onda hasta un nivel de 1 dB. En la **Figura 4.15** se representa en función del régimen binario. El incremento del

régimen binario causa un efecto de promediado en la distorsión SRS de la forma de onda, y la potencia permitida de entrada a la fibra aumenta como era de esperar.

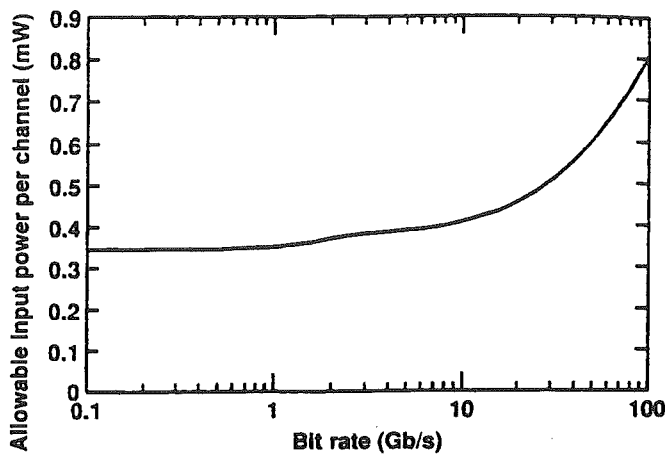


Figura 4.15. Potencia permitida de entrada a la fibra por canal en función de la tasa binaria que asegura una distorsión de la forma de onda por debajo de 1 dB para un pulso rectangular NRZ [Nor01].

Por último, las distorsiones de la forma de onda en función de la tasa binaria se representan en la **Figura 4.16**. Las potencias de entrada a la fibra son 0,5, 1 y 2 mW. Las distorsiones de la forma de onda son constantes hasta 1 Gbps, y a partir de este valor disminuyen según se incrementa el régimen binario debido al mayor efecto de walk-off.

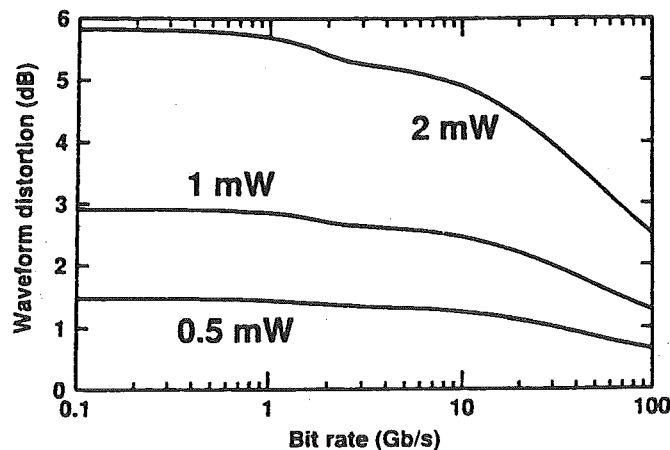


Figura 4.16. Distorsión de la forma de onda en función de la tasa binaria para un pulso rectangular NRZ. Las potencias de entrada a la fibra son 0,5, 1 y 2 mW [Nor01].

Hasta ahora se ha evaluado el caso de la forma de onda rectangular. A continuación se van a realizar los mismos cálculos pero para otras formas de pulso, tales como los pulsos súper-gaussianos NRZ y RZ mostrados en la **Figura 4.6**. Las mismas gráficas representadas para los pulsos rectangulares se muestran en las **Figuras 4.17, 4.18, 4.19 y 4.20** pero para los pulsos súper-gaussianos NRZ y RZ.

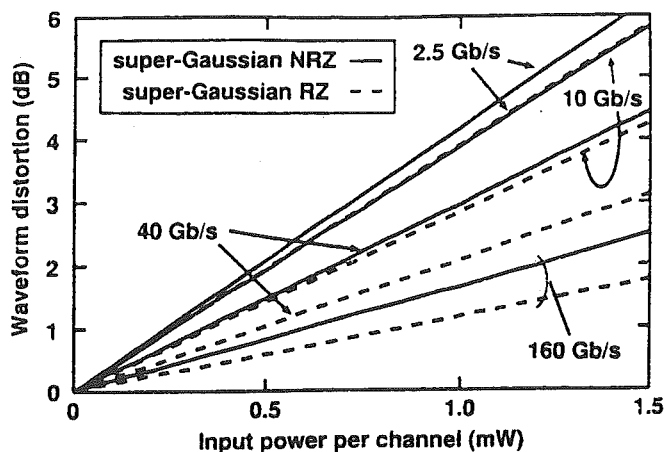


Figura 4.17. Distorsión de la forma de onda en función de la potencia de entrada a la fibra. Las formas de los pulsos son NRZ y RZ súper-gaussianas [Nor01].

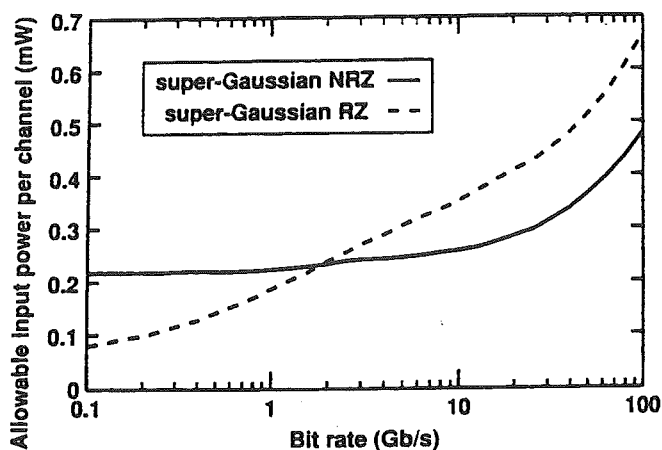


Figura 4.18. Potencia permitida de entrada a la fibra por canal en función de la tasa binaria que asegura una distorsión de la forma de onda por debajo de 1 dB [Nor01].

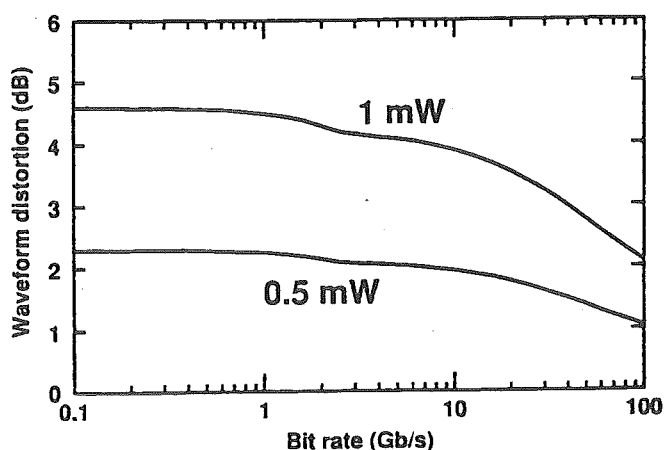


Figura 4.19. Distorsión de la forma de onda en función de la tasa binaria para un pulso NRZ súper-gaussiano. Las potencias de entrada a la fibra son 0,5 y 1 mW [Nor01].

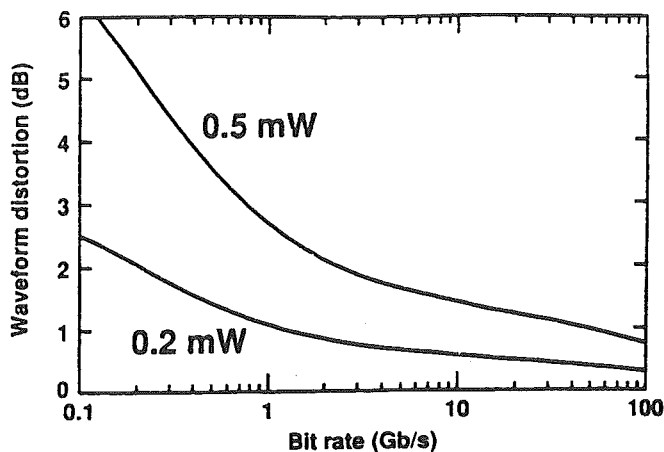


Figura 4.20. Distorsión de la forma de onda en función de la tasa binaria para un pulso RZ súper-gaussiano. Las potencias de entrada a la fibra son 0,2 y 0,5 mW [Nor01].

Las distorsiones de la forma de onda para tres formas distintas de pulsos se muestran en la **Figura 4.21**. Para regímenes binarios por debajo de 2 Gbps, el pulso RZ súper-gaussiano es el caso peor, mientras que para tasas de más de 2 Gbps, las distorsiones de la forma de onda para todos los pulsos decrecen de forma parecida y cercana unos de otros. Esto se puede entender de la siguiente manera: en la región de bajo walk-off, la potencia pico afecta principalmente a la distorsión de la forma de onda, y por tanto, el pulso RZ súper-gaussiano es el peor caso. Por otra parte, en la región de walk-off grande, la distorsión de la forma de onda viene determinada por la potencia media, la cual es la misma para todos los casos.

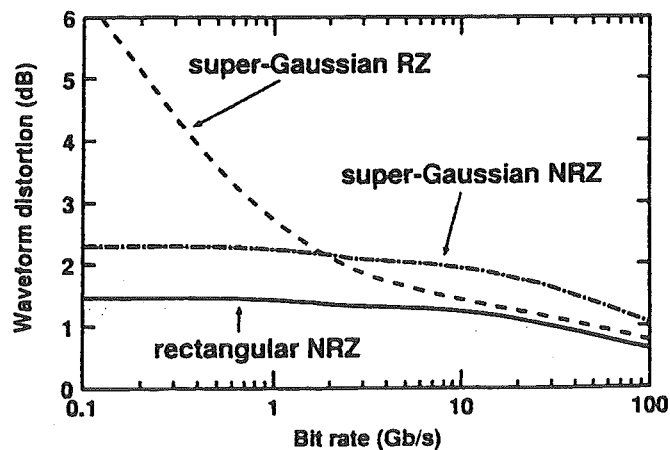


Figura 4.21. Distorsión de la forma de onda en función del régimen binario con una potencia de entrada a la fibra de 0,5 mW [Nor01].

4.1.3.5. EFECTOS PERJUDICIALES DE LA SRS EN OTROS TIPOS DE FIBRAS:

En el apartado anterior, se han estudiado las distorsiones de las formas de onda en el caso de utilizar fibras de dispersión desplazada (DSF). Hay otros tipos de fibras. En este apartado, se va a comparar la distorsión de la forma de onda en el caso de utilizar estos otros tipos de fibras. Los tipos de fibra analizados son SMF (fibra monomodo), NZDSF (fibra de dispersión desplazada

no nula) y LECAF (fibra de gran área efectiva de núcleo). Dentro de las fibras NZDSF, hay dos tipos. El primero lo forman aquellas fibras cuya longitud de onda de GVD nula se desplaza desde los 1550 nm a una longitud de onda menor, y se denomina NZDSF(-). Y el otro es el formado por las fibras cuya longitud de onda de GVD nula se desplaza de los 1550 nm a una longitud de onda mayor, y se denomina NZDSF(+). En lo que se refiere a las fibras LECAF, se consideran aquí aquellas fibras cuyas áreas efectivas se expanden a partir de fibras DSF, NZDSF(-) y NZDSF(+), y se denominan como LECA-DSF, LECA-NZDSF(-) Y LECA-NZDSF(+), respectivamente. Las áreas efectivas del núcleo a 1550 nm para estas tres fibras LECAF son 80, 100 y 120 μm^2 . Luego una pareja de nombre y área efectiva de núcleo se abrevia de la manera LECA(80)-DSF, lo que significa una fibra LECA-DSF con un área efectiva de núcleo igual a 80 μm^2 .

Las dependencias con la longitud de onda del área efectiva de núcleo A_{eff} y del parámetro elegido D de la GVD (distorsión de la velocidad de grupo) se muestran en las Figuras 4.22 y 4.23, respectivamente [Nor01]. Los detalles pueden verse en las Tablas 4.1 y 4.2. El área efectiva del núcleo de una SMF es la misma que la de una LECAF(80). En el caso de fibras SMF, ningún canal tiene la misma velocidad de grupo en el rango de longitudes de onda entre 1450 y 1650 nm porque D es positivo en dicho rango de longitudes de onda. Por el contrario, existen pares de canales cuyas velocidades de grupo son las mismas en el caso de utilizar los otros tipos de fibras.

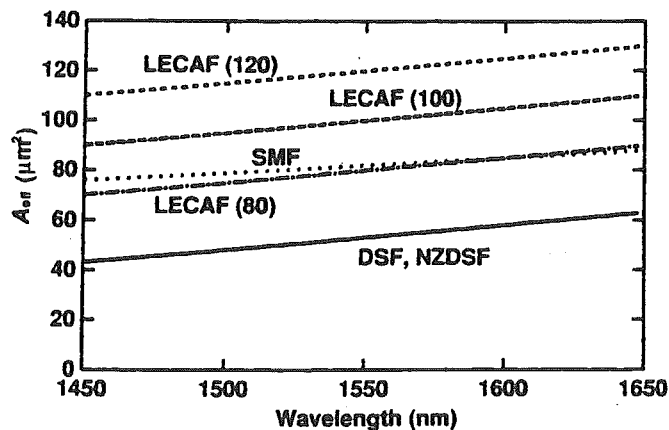


Figura 4.22. Dependencia de A_{eff} con la longitud de onda para varios tipos de fibras [Nor01].

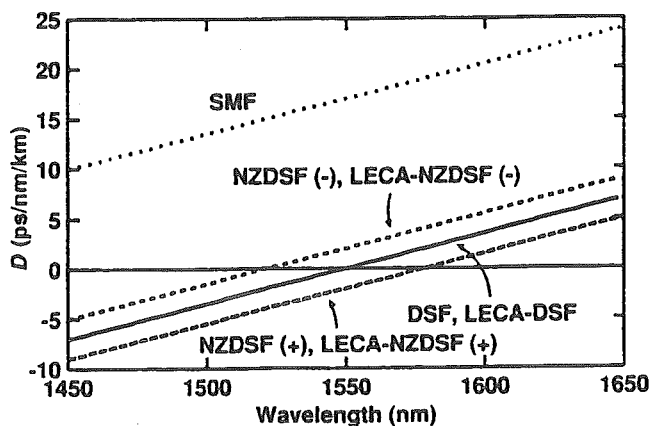


Figura 4.23. Dependencia de D con la longitud de onda para varios tipos de fibras [Nor01].

TABLA 4.1
DEPENDENCIA DE A_{eff} CON λ PARA VARIAS FIBRAS

Tipos de fibras	A_{eff} a 1550 nm [μm^2]	Pendiente [$\mu\text{m}^2/\text{nm}$]
DSF	53	0,1
NZDSF	53	0,1
SMF	82	0,06
LECAF (120)	120	0,1
LECAF (100)	100	0,1
LECAF (80)	80	0,1

TABLA 4.2
DEPENDENCIA DE D CON λ PARA VARIAS FIBRAS

Tipos de fibras	D a 1550 nm [ps/nm·km]	Pendiente [ps/nm ² ·km]
DSF	0	0,07
NZDSF(–)	2	0,07
NZDSF(+)	–2	0,07
SMF	17	0,07
LECA-DSF	0	0,07
LECA- NZDSF(–)	2	0,07
LECA- NZDSF(+)	–2	0,07

Las distorsiones de la forma de onda debidas a la SRS se calculan para los tipos de fibras mencionados anteriormente. También existe para cada tipo de fibra un canal peor, como se trató en el apartado anterior. Se evalúa la distorsión de la forma de onda para el canal peor, lo que afecta el comportamiento del sistema. Se adopta para fibras monomodo SMF el máximo coeficiente de ganancia Raman $g_R = 7 \cdot 10^{-12}$ cm/W. Para las demás fibras, g_R es $11,7 \cdot 10^{-12}$ cm/W, valor determinado de forma experimental. El pulso aplicado es un pulso NRZ rectangular, y la potencia media por canal de entrada a la fibra es igual a 2 mW. Los resultados obtenidos se muestran en la **Figura 4.24(a)**.

En la **Figura 4.24(a)** podemos ver que la distorsión de la forma de onda debida a la SRS con fibras SMF o LECAF es menor que con DSF. En particular, a un régimen binario de entre 1 y 20 Gbps, la distorsión de la forma de onda en el caso de fibras SMF es menor que en el de fibras LECAF en más de 0,5–1,5 dB. Para obtener los mismos resultados que con las SMF, el área efectiva del núcleo de las LECAF se debe aumentar hasta los 500 μm^2 . En cuanto a las NZDSF, un pequeño desplazamiento de la longitud de onda de GVD nula no es efectivo a la hora de reducir el efecto de la influencia SRS.

En la **Figura 4.24(b)** y **(c)** se representan las mismas gráficas que para un pulso rectangular, pero para el caso de un pulso súper-gaussiano NRZ y RZ, con potencia media por canal de entrada a la fibra de 1 y 0,5 mW, respectivamente. En estas dos figuras, podemos observar que la distorsión de la forma de onda para fibras SMF es menor que para fibras LECAF en más de 0,5–1 dB.

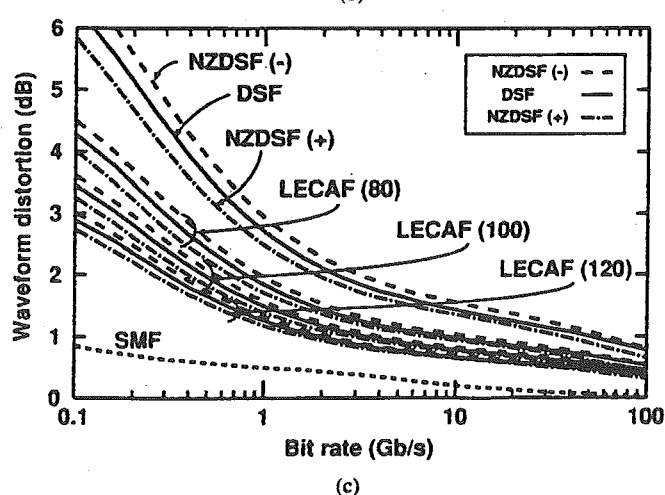
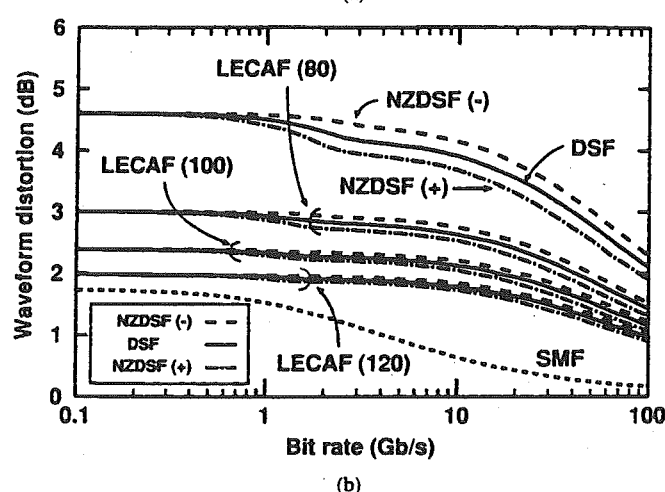
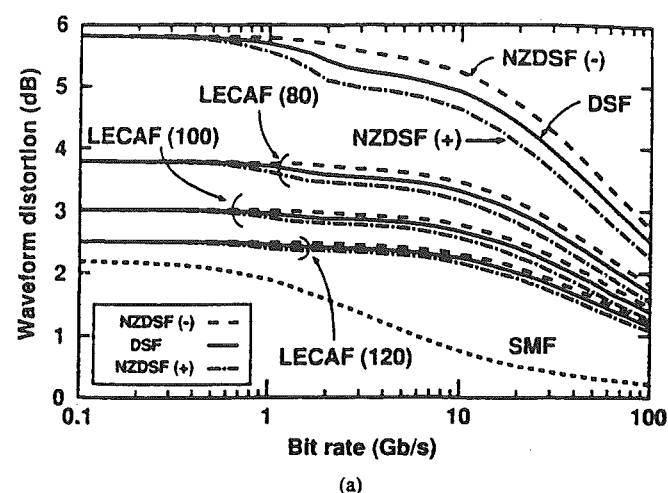


Figura 4.24. Distorsión de la forma de onda para varios tipos de fibras [Nor01] en función del régimen binario. (a) Pulso NRZ rectangular (2 mW de potencia de entrada a la fibra por canal), (b) pulso NRZ súper-gaussiano (1 mW) y (c) pulso RZ súper-gaussiano (0,5 mW).

4.1.3.6. CONCLUSIONES:

En este apartado se ha estudiado la influencia de la SRS en sistemas de transmisión WDM de banda ancha incluyendo los efectos de la modulación aleatoria y del walk-off. Se ha visto que la pérdida en potencia debida a la SRS se puede separar en pérdida de potencia media y en distorsión de la forma de onda. También se ha examinado un conjunto de ecuaciones que describen los efectos de la GVD y de la modulación aleatoria para varias formas de pulso. A

partir de la **Ecuación 4.13** se puede evaluar la distorsión de la forma de onda debida a la SRS para distintos parámetros del sistema, tales como la distribución de canales, el régimen binario, la potencia de entrada a la fibra, el área efectiva del núcleo, etc. El método de análisis estudiado se puede aplicar a casi todos los sistemas reales [Nor01].

Además, se han realizado evaluaciones para varios tipos de fibras, tales como DSF, SMF, NZDSF y LECAF. Y se ha visto que la distorsión de la forma de onda de pulsos rectangulares NRZ con una potencia de entrada a la fibra de 2 mW (pulsos NRZ súper-gaussianos con potencia de entrada a la fibra de 1 mW) para fibras SMF es menor que para fibras LECAF en más de 0,5–1,5 dB (0,5–1 dB) con un régimen binario de 1–20 Gbps. Igualmente, la distorsión de la forma de onda de pulsos RZ súper-gaussianos con una potencia de entrada a la fibra de 0,5 mW para fibras SMF es menor que para fibras LECAF en más de 0,5–2 dB hasta un régimen binario de 100 Gbps.

El método de análisis estudiado puede llegar a tener un gran impacto en el diseño de los sistemas de transmisión WDM de banda ancha, en los que se espera que la SRS sea una limitación clave.

4.2. EFECTOS DE LA SRS EN TÉCNICAS DE SUPERVISIÓN WDM:

En este artículo se trata de informar acerca de los efectos de la dispersión estimulada de Raman (SRS) en la técnica de monitorización WDM (*Wavelength-Division-Multiplexing*) basada en un tono piloto. Los tonos fantasma inducidos por la SRS se miden después de compensar los efectos dinámicos lentos de la ganancia de los EDFAs (*Erbium-Doped Fiber Amplifiers*, amplificadores de fibra dopados con erbio). Usando estos resultados, se estima el tamaño máximo de una red WDM que puede soportar una técnica de monitorización basada en tono piloto [Chu00].

4.2.1. INTRODUCCIÓN:

Los progresos recientes en redes WDM (multiplexadas por división en longitud de onda) requieren el desarrollo de técnicas de supervisión prácticas que sirvan para la identificación de canales y para la monitorización del comportamiento. Para estas aplicaciones, ha habido varias propuestas que usan tonos piloto (componentes sinusoidales pequeños y de baja frecuencia que se suman a las señales WDM). Estas técnicas tienen muchas ventajas, tales como sencillez, fiabilidad y eficacia en coste. Sin embargo, el comportamiento de estas técnicas se puede deteriorar debido a la propiedad dinámica lenta de los amplificadores de fibra dopados con erbio (EDFAs), ya que cuando las señales WDM se modulan con componentes sinusoidales a baja frecuencia (es decir, tonos piloto), la ganancia EDFA se modula también a las mismas frecuencias. Esta modulación cruzada de ganancia (XGM, *Cross-Gain-Modulation*) de los EDFAs genera "tonos fantasma" indeseables en los canales WDM. Los tonos fantasma no sólo pueden causar errores de medida

en la técnica de monitorización, sino que también puede llevar a engaño a los operadores de red (es decir, interpretar los canales caídos como aún existentes). Una solución sencilla para este problema podría ser el uso de tonos piloto de alta frecuencia (> 1 MHz). En este caso, sin embargo, el comportamiento podría verse limitado por las interacciones entre las señales ópticas y los tonos piloto causadas por la dispersión estimulada de Raman (SRS).

En este apartado, se estudian los efectos de la SRS en la técnica de monitorización WDM basada en tono piloto. Para investigar la diafonía inducida SRS, se compensa la propiedad dinámica lenta de los EDFAs usando una técnica de control de enlace. Los resultados experimentales se usan para estimar el tamaño máximo de la red WDM que soporta la técnica de monitorización basada en tono piloto [Chu00].

4.2.2. MONTAJE EXPERIMENTAL:

La **Figura 4.25** muestra el montaje experimental [Chu00]. Las señales de salida de ocho láseres DFB, que operan a las longitudes de onda estandarizadas por la ITU (*International Telecommunication Union*, Unión Internacional de Telecomunicaciones) entre los 1547,72 y los 1558,98 nm (separación entre canales: 200 GHz), se multiplexan en una única fibra mediante un acoplador en estrella. Cada láser se alimenta con una pequeña corriente sinusoidal entre 101 y 115 kHz (separación: 2 kHz). Por tanto, cada señal WDM se puede representar como un tono piloto distinto en el espectro eléctrico. Los índices de modulación de los tonos piloto son iguales al 10%. Fijamos los estados de polarización de las señales multiplexadas WDM mediante un polarizador. Las señales WDM se transmiten a lo largo de 640 km de fibra SMF (*Single-Mode Fiber*, fibra monomodo) y ocho EDFAs. La potencia óptica de cada canal WDM incidente en el EDFA es -15 dBm ($\approx 32 \mu\text{W}$). La ganancia EDFA es igual a las pérdidas por tramo de una fibra monomodo de 80 km de longitud (18 dB). Sin embargo, el primer EDFA del enlace consiste en una unidad de control dinámico de ganancia que usa un láser adicional. Este láser se usa para compensar la propiedad dinámica lenta de los EDFAs (es decir, la unidad de control ajusta la potencia de salida del láser adicional para mantener constante la potencia de entrada total al primer EDFA). Después de la transmisión a lo largo de 640 km, se anulan varios canales WDM usando un multiplexor add/drop (ADM) fabricado con dos rejillas guíaondas matriciales (AWGs). El espectro óptico de las señales WDM y el espectro eléctrico de los tonos piloto se miden utilizando, respectivamente, un analizador de espectro óptico y un analizador de espectro de radiofrecuencia.

4.2.3. DISCUSIÓN DE LOS RESULTADOS EXPERIMENTALES:

Para analizar la repercusión de la SRS en esta técnica de supervisión, se retiran seis de los ocho canales WDM después de la transmisión a lo largo de los 640 km de fibra monomodo. La **Figura 4.26(a)** y la **Figura 4.26(b)** muestran

el espectro óptico y el eléctrico, respectivamente, medidos sin utilizar la unidad de control dinámico de ganancia. Puesto que el canal de control se apaga (y se usa sólo un fotodetector para medir simultáneamente los tonos piloto de los ocho canales WDM), los "tonos fantasma" aparecen en la **Figura 4.26(b)** debido a la modulación cruzada de ganancia (XGM) de los EDFAs. Para suprimir estos tonos fantasma se enciende el canal de control. En este caso, sin embargo, se apaga el quinto canal WDM que opera a la misma longitud de onda (1554,13 nm) que el canal de control, para mantener igual la potencia total de entrada al EDFA. La **Figura 4.26(c)** muestra el espectro eléctrico medido a la salida del primer EDFA. Se observa que los tonos fantasma han desaparecido completamente al compensar la XGM del EDFA usando el canal de control. Sin embargo, al medir el espectro eléctrico después de la transmisión a lo largo de los 640 km de fibra monomodo, los tonos fantasma reaparecen como se muestra en la **Figura 4.26(d)**. Puede verse que las amplitudes de estos tonos fantasma son tanto más grandes cuanto más alejados estén del canal de control. Además, el tono fantasma crece proporcionalmente al cuadrado de la potencia de la señal. Por ejemplo, cuando se incrementa la potencia de salida de cada canal de 0 a 5 dBm (de 1 a ≈ 3 mW), las amplitudes de los tonos fantasma se incrementan aproximadamente 10 dB. Por tanto, este efecto se atribuye a la diafonía inducida de Raman. Por último, comentar que las amplitudes de los tonos fantasma también aumentan proporcionalmente a la longitud de transmisión.

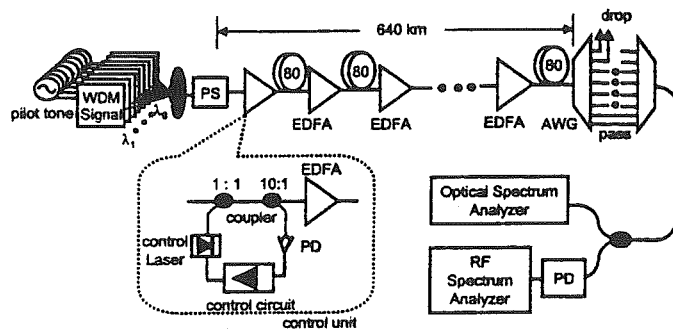


Figura 4.25. Montaje experimental. PS (Polarization Scrambler): Polarizador. PD (Photo-Detector): Fotodetector. AWG (Arrayed Waveguide Grating): Rejilla guíaonda matricial [Chu00].

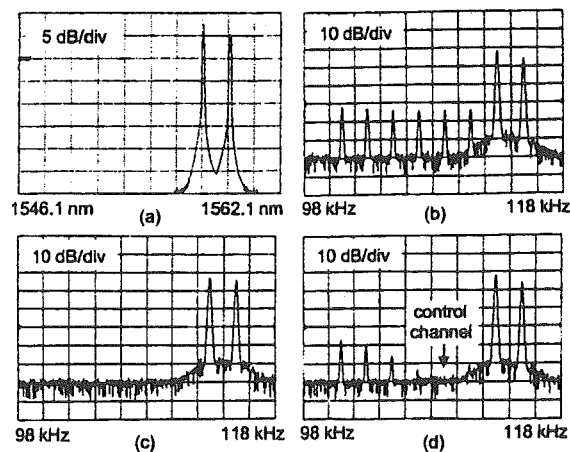


Figura 4.26. Espectros ópticos y eléctricos medidos. Se anulan seis de los ocho canales en el ADM (Add/Drop Multiplexer). (a) Espectro óptico después de la transmisión a lo largo de 640 km, (b) espectro eléctrico después de la transmisión a lo largo de 640 km (sin usar canal de control), (c) espectro eléctrico después del primer EDFA (con canal de control) y (d) espectro eléctrico después de la transmisión a lo largo de 640 km (con canal de control) [Chu00].

La relación entre el tono fantasma inducido por la SRS y el tono piloto original (para el canal WDM k -ésimo después de i tramos de amplificación con EDFAs) viene expresada por la **Ecuación 4.18**, donde [Chu00]:

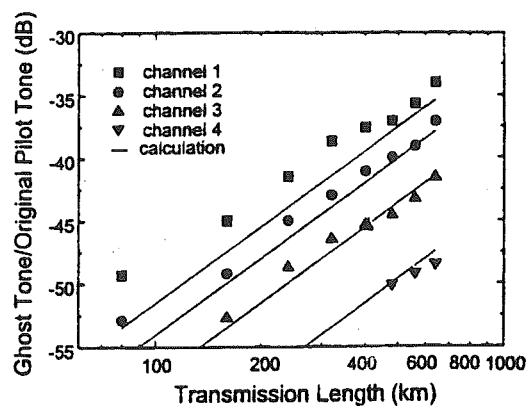
ρ	es el solapamiento medio de polarización;
g_{jk}	es el coeficiente medio de ganancia Raman entre los canales j-ésimo y k-ésimo;
P_0	es la potencia óptica de cada canal a la salida del EDFA;
A_{eff}	es el área efectiva de la fibra;
α	representa las pérdidas en la fibra;
$\Delta\lambda_{jk}$	es la separación en longitud de onda entre los canales j-ésimo y k-ésimo;
L_s	es la longitud de los tramos de amplificación;
D	es el coeficiente de dispersión;
M	es el número de canales WDM y
Ω	es la frecuencia del tono piloto.

$$R(k,i) = 20 \log \left(\sum_{j=1}^M i \frac{\rho g_{jk} P_0}{A_{eff}} \sqrt{\frac{1 + e^{-\alpha L_s} - 2e^{-\alpha L_s} \cos(\Omega D \Delta\lambda_{jk} L_s)}{(\Omega D \Delta\lambda_{jk})^2 + \alpha^2}} \right) (dB) \quad (Ecuación 4.18)$$

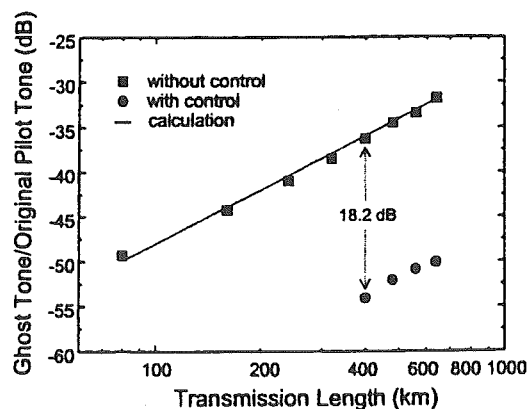
Usando esta ecuación, se puede calcular la relación entre el tono fantasma inducido por la SRS y el tono piloto original en función de la longitud de transmisión. Se asume que sólo dos de los ocho canales pasan a través del ADM como muestra la **Figura 4.26**. Los parámetros usados en los cálculos son: pendiente de ganancia Raman = $5,0 \cdot 10^{-15}$ mW/THz, $\alpha = 0,2$ dB/km, $A_{eff} = 80 \mu m^2$, $L_s = 80$ km, $D = 17$ ps/km·nm y $\rho = 0,5$. La **Figura 4.27(a)** muestra las medidas obtenidas (con canal de control) en comparación con los valores calculados teóricamente. Las potencias RF (de radiofrecuencia) de los tonos fantasma aumentan 6 dB cuando el número de tramos de amplificación se incrementa en un factor de dos. La relación entre el tono fantasma y el tono piloto original para el canal 1 es de -34 dB después de 640 km de transmisión a lo largo de una fibra monomodo. Sin embargo, esta relación para el canal 2 (●) es aproximadamente 2,5 dB menor que la medida para el canal 1 (■) debido a la pendiente de la ganancia Raman. En comparación, la **Figura 4.27(b)** muestra las amplitudes de los tonos fantasma medidas después de sustituir la fibra óptica por atenuadores ópticos (para suprimir los efectos de la SRS). Por tanto, en este caso, los tonos fantasma únicamente se deben a la XGM de los EDFAs. Cuando no se usa el canal de control, la relación entre el tono fantasma y el tono piloto original es de $-31,8$ dB después de la transmisión a través de 640 km de fibra monomodo (y ocho EDFAs). Sin embargo, cuando se enciende el canal de control, esta relación se reduce hasta los $-50,1$ dB. A diferencia de los tonos fantasma inducidos por la SRS, no hay diferencias apreciables en las amplitudes de los tonos fantasma entre canales.

Para estimar el tamaño de las redes WDM que soporta la técnica de monitorización basada en tonos piloto, se calcula el número máximo de tramos de amplificación con EDFAs (es decir, la longitud de transmisión) en función del número de canales WDM. Se supone que la potencia RF del tono fantasma va a ser por lo menos 10 dB menor que la del tono piloto original (para evitar cualquier malinterpretación de los canales cortados y aceptados por parte de los operadores de red). También se asume que la separación entre canales es de 100 GHz y que la potencia óptica de cada canal es de 3 dBm (≈ 2 mW). Los

resultados se reflejan en la **Figura 4.28**. Las líneas continuas y de puntos representan, respectivamente, los límites impuestos por la SRS y la XGM de los EDFAs. El efecto de la XGM de los EDFA domina cuando la frecuencia del tono es baja (< 100 kHz) y el número de canales también (< 32). Esta limitación puede ser anulada utilizando tonos de alta frecuencia (> 100 kHz) o compensando la XGM de los EDFAs. Sin embargo, los efectos de la SRS se vuelven más influyentes a medida que aumenta la frecuencia de los tonos y/o el número de canales WDM. Por ejemplo, si el número de canales aumenta a 32, la distancia máxima de transmisión disminuye a 400 km (cinco tramos EDFA de 80 km) incluso aunque subamos la frecuencia de los tonos a 10 MHz. Esto sucede debido a que las amplitudes de los tonos fantasma inducidos por la SRS no son sensibles a la frecuencia de los tonos piloto a menos que sean mucho mayores que 10 MHz. Cuando las frecuencias de los tonos piloto se incrementan a valores superiores a los 10 MHz, la dispersión reduce los efectos de la SRS ya que los tonos fantasma no pueden ser acumulados adecuadamente debido al efecto de walk-off del tono piloto.



(a)



(b)

Figura 4.27. Relaciones en amplitud entre los tonos fantasma y los tonos piloto originales en comparación con las curvas calculadas teóricamente para (a) los tonos fantasma inducidos por la SRS y (b) los tonos fantasma inducidos por la XGM de los EDFAs. En este caso, no hay diferencias apreciables entre canales [Chu00].

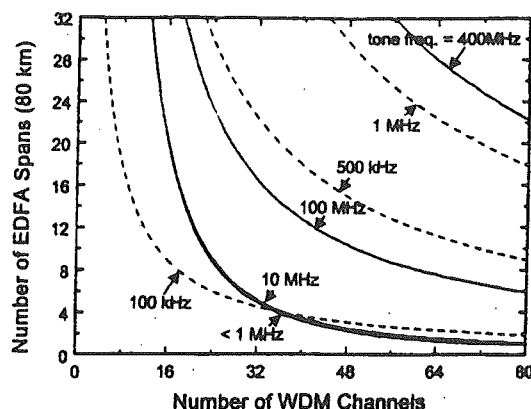


Figura 4.28. Tamaño máximo de una red WDM que puede soportar la técnica de monitorización basada en tonos piloto (líneas continuas: límites impuestos por la SRS, líneas de puntos: límites impuestos por la XGM de los EDFAs). Se asume que las potencias de los tonos fantasma son 10 dB menores que las potencias de los tonos piloto originales. También se da por supuesto que la separación entre canales es de 100 GHz y que la potencia óptica por canal es de 3 dBm [Chu00].

Por tanto, es deseable aumentar las frecuencias de los tonos por encima de los 10 MHz (posiblemente alrededor del ancho de banda de datos) para soportar un número grande (≈ 100) de canales WDM a larga distancia. En este caso, sin embargo, el número máximo de canales vendrá limitado por las relaciones portadora-a-ruido (*carrier-to-noise ratios*) de los tonos piloto ya que no es posible incrementar significativamente sus índices de modulación sin provocar penalizaciones en potencia. Los tonos fantasma no afectan a la sensibilidad del receptor puesto que son mucho menores que los tonos piloto.

4.2.4. CONCLUSIONES:

Cuando se usan técnicas de monitorización basadas en tonos piloto en redes WDM con amplificadores, sus comportamientos se ven deteriorados por la modulación cruzada de ganancia (XGM) de los EDFAs. Este problema se resuelve fácilmente usando tonos de alta frecuencia (en el rango de ≈ 1 MHz) y/o dispositivos de control dinámico de ganancia en los EDFAs. En este caso, sin embargo, el comportamiento viene limitado por la SRS. En este apartado, se analiza este efecto después de compensar la XGM de los EDFAs usando una técnica de control de enlace, y se comparan los datos con los calculados teóricamente. Además, estos resultados se usan para la estimación del tamaño máximo de las redes WDM que la técnica de monitorización basada en tonos piloto puede soportar. Se observa que, usando dicha técnica en una red WDM de 64 canales con una distancia máxima de transmisión sin repetición de 640 km, las frecuencias de los tonos deben ser mayores de 100 MHz [Chu00].

4.3. TÉCNICAS DE SUPRESIÓN SRS:

4.3.1. INVERSIÓN ESPECTRAL:

La diafonía producida por la dispersión estimulada de Raman se puede eliminar mediante inversión espectral en sistemas WDM (*Wavelength-Division-Multiplexing*) de baja velocidad. Calculando la varianza de la diafonía, se dan los límites del método en términos de longitud de walk-off permitida, que limita un sistema a baja velocidad con longitudes de walk-off por encima de los cientos de kilómetros [Hai00].

Para compensar la distorsión no-lineal introducida por la fibra óptica se propone la técnica de inversión espectral en el dominio óptico. Esta técnica se ha aplicado con éxito en sistemas ópticos digitales [Wat93]. El elemento clave utilizado en la técnica de inversión espectral es el conjugador óptico, también conocido como OPC (*Optical-Phase Conjugator*), y que se sitúa generalmente en mitad del enlace de fibra. Su función principal es la de invertir la fase de la señal óptica, lo cual se realiza por medio de procesos paramétricos no-lineales. Bajo ciertas condiciones, la distorsión introducida en el primer trayecto de fibra se compensa mediante la propagación por el segundo tramo de fibra colocado tras el bloque OPC [Ram00].

A diferencia de otras técnicas de compensación de dispersión, como pueden ser las fibras compensadoras de dispersión o las redes de difracción sobre fibra, esta técnica también compensa la dispersión en presencia de SPM. Además, no requiere de complejos circuitos de ajuste de la fase o de estabilización de la polarización del modulador como otras técnicas, ya que es independiente de la modulación utilizada. Otra de sus ventajas es su reducida sensibilidad frente a variaciones de la longitud del enlace de fibra, lo cual permite situar el bloque OPC en un lugar común y compartirlo con multitud de usuarios. De este modo, se consigue eliminar la duplicación de recursos, puesto que el OPC es un dispositivo relativamente costoso [Ram00].

Dado que el conjugador óptico es el elemento clave en la técnica de inversión espectral, interesa que esté bien caracterizado. Este elemento se construye normalmente a partir de FWM en una configuración de fibra de dispersión desplazada (*Dispersion-Shifted Fiber*, DSF) [Wu94] o de amplificador óptico de semiconductor (*Semiconductor Optical Amplifier*, SOA) [Duc96].

4.3.1.1. INTRODUCCIÓN:

La dispersión estimulada de Raman (SRS) puede limitar severamente el comportamiento de sistemas multiplexados por división en longitud de onda (WDM). La idea de cancelar la diafonía SRS usando inversión espectral se ha estudiado tanto teórica como experimentalmente. La inversión espectral cancela la diafonía SRS, por ejemplo, reduciendo la amplificación SRS en potencia después del proceso de inversión espectral. Este método puede cancelar la diafonía SRS para sistemas de onda continua o de baja velocidad que no se ven afectados por el walk-off de pulso inducido por la dispersión de la fibra. Sin embargo, con walk-off de pulso, la inversión espectral no puede

cancelar la diafonía SRS debido a que, por ejemplo, el pulso para la amplificación SRS después de la inversión espectral no puede ser el mismo que el pulso para la reducción. Considerando la media de la diafonía solamente, la inversión espectral puede ecualizar la potencia media, ignorando los efectos de walk-off. En este apartado, usando un modelo novedoso de la varianza de la diafonía SRS, se analizan las condiciones para las cuales la inversión espectral puede eliminar la diafonía SRS que limita un sistema con longitud de walk-off grande [Hai00].

4.3.1.2. VARIANZA DE LA DIAFONÍA SRS:

La dispersión de la fibra puede reducir los efectos de la SRS. Sin embargo, el análisis de la interacción entre la SRS y la dispersión de la fibra depende de la simulación numérica que se utilice o de la aproximación del número de bits adyacentes de igual importancia de canales adyacentes que tienen una interacción SRS apreciable sobre cada tramo de fibra y que viene dada por $N_b = L_e/L_W$, donde L_e es la longitud efectiva no lineal y L_W es la longitud de walk-off. Aunque esta hipótesis puede ser útil, debido a la atenuación en fibra, es obvio que el primer bit y el último dentro de la longitud efectiva no-lineal contribuyen de forma diferente a la varianza de la diafonía. Además, este modelo es difícil de aplicar en sistemas WDM multitramo. Comenzando con un sistema que tenga un único tramo, se va a estudiar un modelo nuevo de la varianza de la diafonía SRS.

Para el sencillo caso que considera un sistema WDM con un único tramo y dos canales con señal inyectada y señal Stokes, despreciando el acoplamiento cruzado de señal y el desvanecimiento de la señal inyectada, la evolución de la potencia inyectada viene dada por la siguiente ecuación [Hai00]:

$$P_p(z, t) = P_p(0, \tau) \exp \left[-\alpha z - K \int_0^z P_s(0, \tau - d_{sp} z') e^{-\alpha z'} dz' \right] \quad (\text{Ecuación 4.19})$$

Donde P_p y P_s son las potencias de las ondas inyectada y Stokes, α es el coeficiente de pérdidas en fibra, $\tau = t - z/v_p$, $d_{sp} = 1/v_s - 1/v_p$ es el parámetro de walk-off, siendo v_s y v_p las velocidades de grupo de las señales Stokes e inyectada, $K = g' \Delta f_{sp} / 2A_{eff}$, donde $g' = dg/df$ representa la pendiente del perfil de ganancia Raman, Δf_{sp} es la separación en frecuencia entre los dos canales, y A_{eff} es el área transversal efectiva de la fibra. Para fibras dispersivas, $d_{sp} \approx D \Delta \lambda_{sp}$, siendo D el coeficiente de dispersión y $\Delta \lambda_{sp} = \lambda_s - \lambda_p$ la separación en longitud de onda. La Ecuación 4.19 también supone que la dispersión de la fibra induce walk-off pero no distorsión de pulso. Si un sistema se modula con datos binarios aleatorios, la onda Stokes es [Hai00]:

$$P_s(0, t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} b_k p(t - kT) \quad (\text{Ecuación 4.20})$$

Donde $b_k = \{0, 1\}$ son los datos binarios aleatorios, $p(t)$ es la forma del pulso y T es el intervalo de bit. La distancia de walk-off viene dada por $L_W = T/d_{sp}$. Si se considera que $P_p(0, t)$ tiene UN solo nivel y se ignoran todos los factores constantes, de la Ecuación 4.19 tenemos que $P_p(0, t) = e^{-x(z, t)}$, donde [Hai00]:

$$x(z,t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} b_k q\left(t - \frac{z}{v_p} - kT\right) \quad (\text{Ecuación 4.21})$$

siendo $q(t) = K \int_0^t p(t - d_{sp} z') e^{-\alpha z'} dz'$

Después de algunos cálculos algebraicos, la media y la varianza de $x(z,t)$ vienen dadas por [Hai00]:

$$\mu_x = \frac{1}{2T} \int_{-\infty}^{\infty} q(t) dt = \frac{Q(0)}{2T}$$

$$\sigma_x^2 = \frac{1}{4T} \int_{-\infty}^{\infty} q^2(t) dt = \frac{1}{8\pi T} \int_{-\infty}^{\infty} |Q(\Omega)|^2 d\Omega \quad (\text{Ecuación 4.22})$$

Donde $Q(\Omega)$ es la transformada de Fourier de $q(t)$. De la Ecuación 4.22 nos queda que $\mu_x = KP_0 L_e$, donde P_0 es la potencia media inyectada y la longitud no lineal efectiva es $L_e = (1 - e^{-\alpha L})/\alpha$.

La Figura 4.29 muestra un sistema WDM de dos tramos con distintas combinaciones de compensación de dispersión y/o inversión espectral. Para dicho sistema, redefinimos la función $q(t)$ de la Ecuación 4.21 como [Hai00]:

$$q_2(t) = K \int_0^{L_1} p_1(t - d_{sp} z') e^{-\alpha z'} dz' \pm K \int_0^{L_2} p_2(t \pm d_{sp} z' - d_{sp} L_1) e^{-\alpha z'} dz' \quad (\text{Ec. 4.23})$$

Donde el signo \pm corresponde a un sistema sin y con inversión espectral, respectivamente, L_1 y L_2 son las longitudes del primer y del segundo tramo del enlace, y los pulsos $p_1(t)$ y $p_2(t)$ son los pulsos inyectados en el primer y en el segundo tramo. La forma de onda de $p_1(t)$ y $p_2(t)$ es la misma pero tienen una potencia distinta. Sin inversión espectral, la diafonía Raman se acumula y entonces manda el signo $+$ entre el primer y el segundo término de la Ecuación 4.23. Sin embargo, con inversión espectral, la diafonía Raman del segundo tramo cancela la del primero, y entonces es el signo $-$ el que manda. Los pulsos viajan separados en vez de juntos en el segundo tramo del sistema con y sin inversión espectral, y viceversa. El término $d_{sp} L_1$ del segundo miembro de la ecuación anterior representa el walk-off total del pulso del primer tramo. En la práctica, si se usa compensación de dispersión entre los dos tramos, el término $d_{sp} L_1$ se desprecia en el caso de que haya compensación perfecta de dispersión.

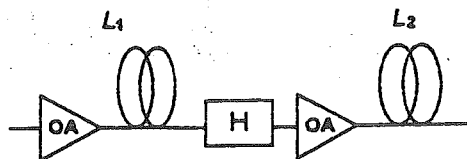


Figura 4.29. Diagrama esquemático de un sistema WDM con dos tramos. (Bloque H: distintas combinaciones de compensación de dispersión y/o inversión espectral, OA: amplificador óptico) [Hai00].

Sin inversión espectral, de las Ecuaciones 4.22 y 4.23, sin tener en cuenta la compensación de la dispersión, tenemos que $\mu_{2x,ni} = KP_1L_{e1} + KP_2L_{e2}$, donde P_1 , P_2 , L_{e1} y L_{e2} son, respectivamente, las potencias medias inyectadas y las longitudes efectivas no lineales del primer y del segundo tramo. La varianza de la diafonía de la Ecuación 4.22 se puede evaluar tomando transformadas de Fourier en la Ecuación 4.23. El propósito cuando se usa la inversión espectral es conseguir que $\mu_{2x,si} = KP_1L_{e1} + KP_2L_{e2} = 0$.

4.3.1.3. RESULTADOS EXPERIMENTALES:

Las Figuras 4.30 y 4.31 muestran la relación entre la desviación estándar de diafonía SRS y la media en función de la longitud de walk-off. La diafonía media es $\mu_{2x,ni}$ para sistemas sin inversión espectral [Hai00].

La Figura 4.30 considera que las longitudes de los tramos son $L_1 = 100$ km y $L_2 = 24$ km. El coeficiente de atenuación en fibra es $\alpha = 0,20$ dB/km. Entre los dos tramos de fibra se usa un amplificador óptico (OA) con una ganancia de 21,7 dB para asegurar la condición vista anteriormente de que $\mu_{2x,si} = KP_1L_{e1} + KP_2L_{e2}$ sea igual a 0. Sin compensación de dispersión, la Figura 4.30 muestra que la inversión espectral no puede reducir la diafonía SRS en sistemas con longitud de walk-off por debajo de los 75 km. En sistemas con compensación de dispersión, se puede reducir la desviación estándar de la diafonía SRS por lo menos en un 28,15% usando inversión espectral para una longitud de walk-off pequeña. Sin embargo, en una situación sin inversión espectral, los sistemas con compensación perfecta de dispersión siempre presentan una diafonía SRS mayor debido a que el mismo pulso genera diafonía en ambos tramos. Observando la Figura 4.30, vemos que la inversión espectral se puede aplicar a sistemas con longitud de walk-off mayor de 200 km. Una longitud de walk-off de 200 km corresponde a un régimen binario alrededor de 32 y 125 Mbps para fibra estándar monomodo (SMF) y fibra de dispersión desplazada no igual a cero (NZDSF), suponiendo un coeficiente de dispersión de 16 ps/nm·km y 4 ps/nm·km, respectivamente, y una separación en longitud de onda de 10 nm. Esta separación en longitud de onda de 10 nm es una estimación de la separación media en longitud de onda para sistemas WDM multicanal.

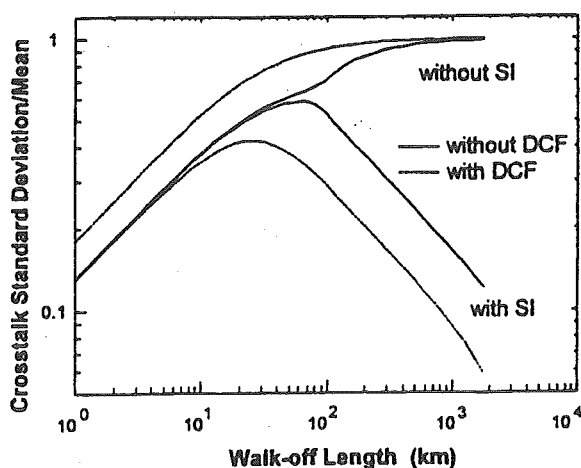


Figura 4.30. Relación entre la desviación estándar de la diafonía y la media, $\sigma_{2x}/\mu_{2x,ni}$ en función de la longitud de walk-off L_w para un sistema WDM de dos tramos con $L_1 = 100$ km y $L_2 = 24$ km. (SI: inversión espectral; DCF: fibra de compensación de dispersión) [Hai00].

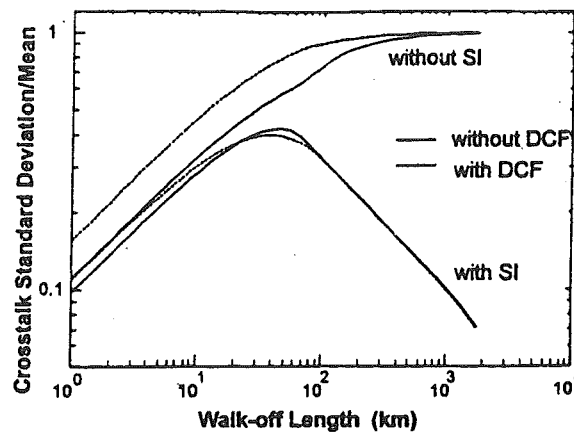


Figura 4.31. Igual que la Figura 4.30 pero para un sistema WDM de dos tramos con $L_1 = L_2 = 75$ km [Hai00].

La Figura 4.31 muestra el comportamiento de un sistema con $L_1 = L_2 = 75$ km y $P_1 = P_2$. Esta figura muestra que la inversión espectral puede reducir la desviación estándar de diafonía SRS en un 37,6% y en un 11,8% para sistemas WDM con y sin compensación de dispersión, respectivamente, en la región de longitud de walk-off pequeña. Se puede usar la inversión espectral para sistemas con longitud de walk-off mayor de 100 km. Esta longitud de walk-off de 100 km corresponde a un régimen de datos de alrededor de 64 y 250 Mbps para fibra estándar monomodo (SMF) y fibra de dispersión desplazada no-cero (NZDSF), respectivamente.

Tanto la Figura 4.30 como la Figura 4.31 confirman que la inversión espectral puede cancelar la diafonía Raman en sistemas a baja velocidad con longitud de walk-off grande. Desde luego, en un sistema de alta velocidad y longitud de walk-off pequeña, la diafonía SRS no es un problema serio por sí mismo como puede observarse en las figuras anteriores. Sin embargo, si la potencia del sistema es muy grande y la diafonía SRS aumenta, la inversión espectral puede ecualizar la potencia media pero no cancelar la variación de la diafonía.

Las Figuras 4.30 y 4.31 son válidas para sistemas WDM con dos canales. Si no se puede usar la inversión espectral en un sistema WDM con dos canales, mucho menos podrá usarse en sistemas WDM densos con multitud de canales. Las condiciones para aplicar la inversión espectral en un sistema WDM de dos canales se pueden usar como guía para su aplicación en sistemas WDM con muchos canales.

Los resultados de las figuras anteriores son difíciles de generalizar a sistemas WDM de larga distancia que tengan muchos tramos de fibra. Si todos los tramos de fibra tienen la misma longitud de 75 km y se utiliza compensación perfecta de dispersión, empleando inversión espectral solamente una vez a mitad de la fibra, el sistema WDM se puede caracterizar perfectamente mediante la Figura 4.30. Sin embargo, si no hay compensación de dispersión en todos los tramos de la fibra, la longitud de walk-off debe ser por lo menos igual a la mitad de la longitud total de la fibra para cancelar la diafonía Raman usando inversión espectral. La gestión de la dispersión es un factor clave para

determinar si la inversión espectral puede o no puede cancelar la diafonía Raman en sistemas WDM multitransporte [Hai00].

4.3.1.4. CONCLUSIONES:

En este apartado se confirma que la inversión espectral puede cancelar la diafonía inducida SRS en sistemas WDM de baja velocidad con longitud de walk-off superior al orden de los centenares de kilómetros. Despreciando el acoplamiento cruzado de señal y el desvanecimiento de potencia, se ha desarrollado un modelo que determina la varianza de la diafonía SRS. La expresión de dicha varianza de diafonía se ha usado para analizar un sistema tanto con como sin inversión espectral [Hai00].

4.3.2. FILTRADO ÓPTICO:

En este apartado se demuestra que la pérdida de potencia debida a la dispersión estimulada de Raman (SRS) en canales de sistemas multiplexados por división en longitud de onda (WDM) se puede eliminar usando filtros paso-alto en frecuencia. Estos filtros, insertados adecuadamente en el enlace de transmisión, pueden suprimir el flujo de potencia SRS de los canales WDM a ruido de baja frecuencia. Las simulaciones numéricas en sistemas WDM indican que las penalizaciones por desvanecimiento en canales se pueden mantener por debajo de los 0,25 dB incluso para una potencia total de canal de 2 W [McI01].

4.3.2.1. INTRODUCCIÓN:

Se espera que la tecnología WDM (*Wavelength-Division-Multiplexed*) juegue un papel clave en las futuras redes de banda ancha. Hasta la fecha, sistemas de transmisión con más de 100 canales y tasas conjuntas superiores a 1 Tbps se han probado con éxito en experimentos de laboratorio. Sin embargo, se reconoce que la dispersión estimulada de Raman (SRS) es uno de los procesos ópticos no-lineales más importantes que pueden perjudicar el comportamiento de tales sistemas de fibra. Los impactos de la SRS son particularmente agudos en el caso de tecnologías WDM densas, en las que el gran número de canales implicados originan niveles muy grandes de potencia óptica en fibra. En tales sistemas, las penalizaciones en potencia debidas a la SRS pueden ocurrir de las siguientes dos maneras: 1) puede limitar la máxima potencia inyectada permitida, ya que los componentes de ruido alrededor del pico de ganancia Raman tienden a amplificarse a expensas de los canales WDM, a lo que se denomina pérdida o desvanecimiento de potencia; 2) al mismo tiempo, la SRS induce un intercambio de potencia entre los distintos canales, lo que se define como diafonía SRS. En principio, la diafonía SRS se puede eliminar mediante técnicas de inversión espectral. Por otra parte, a día de hoy, no se ha sugerido ningún método que combata la pérdida de potencia. Además, a diferencia de los sistemas de canal único para los que el desvanecimiento del canal debido al ruido se puede determinar teóricamente, el cálculo del desvanecimiento del canal en sistemas densos WDM es una

tarea considerablemente más complicada, debido a la presencia de múltiples "bombas".

En este apartado, se propone un método para combatir los efectos del desvanecimiento de canal en un sistema grande de transmisión en fibra WDM que implique la inserción periódica de filtros paso-alto en frecuencia (HPFs, *High-frequency Pass Filters*) en la red de fibra. Estos filtros pueden suprimir efectivamente el flujo SRS de potencia desde los canales WDM hacia los componentes de ruido de menor frecuencia. Las simulaciones numéricas llevadas a cabo en sistemas WDM indican que las penalizaciones por pérdida de potencia se pueden mantener por debajo de 0,25 dB incluso para una potencia total por canal de 2 W [McI01].

4.3.2.2. MODELO TEÓRICO:

Se consideran N canales que se propagan a la vez en una fibra óptica monomodo. Además, se supone que estos canales vienen acompañados de ruido de fondo. Como resultado de la SRS, la potencia fluye de los componentes de alta frecuencia a los de menor frecuencia. Esta transferencia de potencia incluye interacciones canal-a-canal, canal-a-ruido y ruido-a-ruido. En general, estas interacciones SRS se pueden describir mediante [McI01]:

$$\frac{dI_j}{dz} = \frac{1}{2} \sum_i g_R(\nu_i - \nu_j) I_i I_j - \frac{1}{2} \sum_k \frac{\nu_j}{\nu_k} g_R(\nu_j - \nu_k) I_j I_k - \alpha_j I_j \quad (\text{Ecuación 4.24})$$

En la ecuación anterior, I_j se refiere a la intensidad del rayo j-ésimo y $g_R(\nu_i - \nu_j)$ es el coeficiente de ganancia Raman. El perfil de ganancia Raman de una fibra de sílice típica se muestra en la **Figura 4.32**. Al escribir la ecuación anterior, se supone que $\nu_i > \nu_j > \nu_k$. El primer sumando del término de la derecha de la ecuación representa la ganancia que el componente j-ésimo recibe de todos los componentes a frecuencias mayores, mientras que el segundo sumando son las pérdidas recibidas de los componentes ópticos a frecuencias menores. El tercer término describe la atenuación a lo largo de la fibra óptica. El factor $\frac{1}{2}$ que aparece en esta ecuación tiene en cuenta los efectos de la aleatoriedad de la polarización, mientras que la relación de frecuencias ν_j/ν_k describe las pérdidas vibracionales.

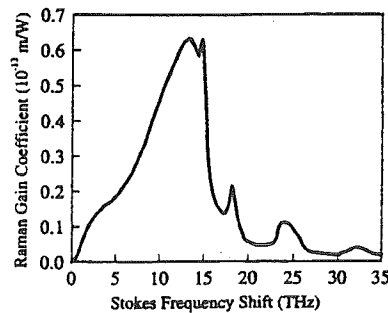


Figura 4.32. Coeficiente de ganancia Raman del sílice cristalino, donde su magnitud pico está escalada para una longitud de onda de 1500 nm [McI01].

En simulaciones realizadas en laboratorio, se consideran 100 canales, separados 50 GHz, inyectados al mismo tiempo en una fibra óptica. Se supone que un ruido blanco de fondo acompaña a estos canales. Este ruido puede provenir de varias fuentes, incluyendo dispersión espontánea de Raman, emisión espontánea amplificada de amplificadores ópticos, modos laterales de las fuentes láser, etc. Para los propósitos de la simulación, el ruido continuo de fondo se discretiza. Se supone que cada componente discreto transporta una potencia $S\Delta f$, donde S es la densidad espectral de ruido y Δf es el rango de frecuencias que representa este componente. En las simulaciones, se usa un intervalo de ruido Δf igual a 300 GHz. La potencia de cada componente de ruido (que en realidad se distribuye en un sistema real de fibra) se toma 50 dB por debajo de la potencia de cada canal. Este nivel de ruido ($\approx 3 \cdot 10^{-19}$ W/Hz) es comparable al que podemos esperar de $S = h\nu$ (un fotón por modo dominante). En las simulaciones, se modelan todas las interacciones posibles (canal-a-canal, canal-a-ruido y ruido-a-ruido) como describe la **Ecuación 4.24**. En las simulaciones, la potencia de entrada es la misma en todos los canales. La longitud de onda del canal 1 (canal de frecuencia más alta) es igual a 1500 nm mientras que la del canal 100 es 1538 nm. Por sencillez, se desprecia cualquier dispersión hacia atrás o espontánea. Los parámetros del sistema óptico de fibra son $L = 50$ km, $\alpha = 0,2$ dB/km y $A_{\text{eff}} = 50 \mu\text{m}^2$. El filtro paso-alto en frecuencia (HPF), destinado a suprimir el desvanecimiento del canal debido a ruido de baja frecuencia, tiene una relación de rechazo de 50 dB para todas las frecuencias por debajo del corte. La frecuencia de corte del HPF está inmediatamente por debajo de la frecuencia del canal 100 (canal de frecuencia más pequeña). El HPF se inserta después de los 10 primeros kilómetros del enlace de transmisión en fibra de 50 km de longitud, pues las simulaciones por ordenador indican que es la situación óptima para evitar desvanecimiento de la potencia del canal. Esta distancia corresponde aproximadamente a la mitad de la longitud efectiva de interacción $L_{\text{eff}} = (1 - e^{-\alpha L})/\alpha$ en una fibra de sílice con una atenuación de 0,2 dB/km. Hay que enfatizar que los resultados de esta simulación se pueden aplicar a un sistema WDM a cualquier longitud de onda, ya que la dispersión Raman depende solamente de la diferencia en frecuencia entre las componentes ópticas implicadas [McI01].

4.3.2.3. DISCUSIÓN DE LOS RESULTADOS EXPERIMENTALES:

La distribución inicial ($z = 0$) de potencia para los canales WDM se muestra en la **Figura 4.33(a)** junto con el ruido de fondo. Cada canal (que se puede modular en el tiempo) transporta en promedio 15 mW (11,76 dBm) de potencia y se simula mediante una señal CW. Por tanto, un total de $100 \cdot 15$ mW = 1,5 W de potencia se inyecta en la fibra. La frecuencia del canal 1 se refiere a un desplazamiento de 0 THz y las longitudes de onda mayores corresponden a desplazamientos mayores de frecuencia Stokes. La **Figura 4.33(b)** representa la distribución de potencia a la salida de la fibra óptica de 50 km de longitud cuando no se usa ningún filtro. Además de los $0,2$ dB/km \cdot 50 km = 10 dB de atenuación lineal, se ve claramente en la figura que, debido a la SRS, se pierde una cantidad considerable de potencia desde el grupo de canales WDM hacia el ruido de fondo. En este ejemplo, la pérdida de potencia permite que el ruido de fondo crezca por encima del umbral SRS, que se define como la potencia a

la cual la potencia total del canal iguala la potencia total de ruido a la salida de la fibra. También se observa que los canales WDM experimentan una considerable diafonía SRS, que conlleva un volcado de potencia entre canales. La **Figura 4.33(c)**, por otra parte, muestra la distribución de potencia de salida del mismo sistema WDM pero con un filtro paso-alto en frecuencia (HPF) insertado después de los 10 primeros kilómetros de la fibra. La relación de rechazo del filtro HPF es de 50 dB. En comparación con la **Figura 4.33(b)**, el crecimiento del ruido debido a la SRS se ha suprimido significativamente gracias al HPF, eliminando por tanto el desvanecimiento SRS del canal. Sin embargo, en este caso, el volcado de potencia entre los canales aumenta, ya que se mantiene más potencia en el grupo de canales WDM.

Para entender mejor la dependencia del desvanecimiento SRS del canal con respecto a la potencia de entrada del canal, se realizan un nuevo grupo de simulaciones numéricas con y sin filtro HPF insertado a los 10 km. Aparte de la potencia de entrada del canal, todos los parámetros se mantienen iguales a los del ejemplo anterior. La **Figura 4.34(a)** muestra la dependencia con la potencia del desvanecimiento del canal. El desvanecimiento del canal se calcula determinando las pérdidas medias adicionales (por encima de los 10 dB de atenuación lineal) en que incurre el sistema WDM debido a la creación del ruido SRS. En ausencia de filtrado paso-alto, el desvanecimiento del canal crece rápidamente más allá del nivel de los 3 dB (umbral SRS) para potencias de canal por encima de los 13 mW. Una vez insertado el filtro HPF a los 10 km, el desvanecimiento del canal se elimina casi por completo (0,15 dB para 20 mW de potencia por canal).

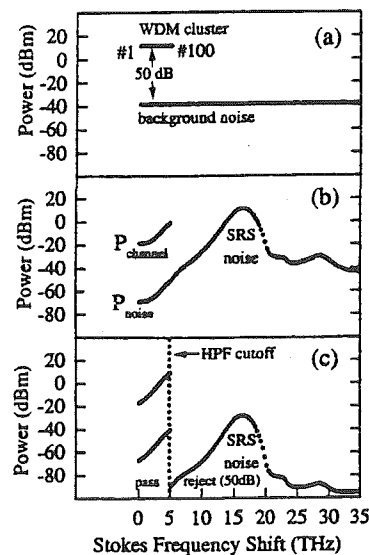


Figura 4.33. (a) Distribuciones de potencia de canal y de ruido a la entrada de la fibra óptica, (b) distribuciones de potencia de canal y de ruido a la salida de la fibra óptica ($L = 50$ km) cuando no se usa filtro y (c) igual que en (b) pero con un filtro paso-alto en frecuencia insertado a los 10 km del inicio de la fibra [McI01].

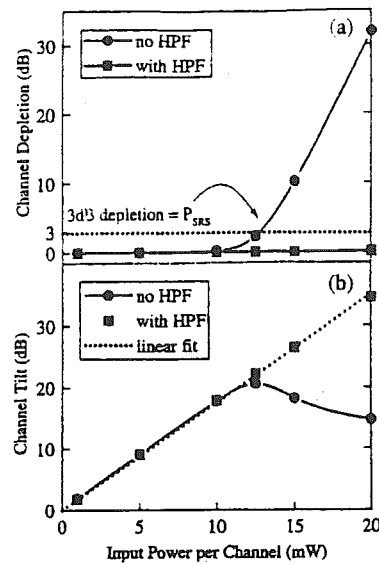


Figura 4.34. (a) Desvanecimiento medio por canal en función de la potencia de entrada por canal y (b) inclinación de canal en función de la potencia de entrada por canal de entrada [McI01].

El volcado (tilt) de canales a la salida de la fibra en función de la potencia de entrada por canal se muestra en la **Figura 4.34(b)**. Se define el volcado (tilt) de canales en unidades logarítmicas (dB) como $\text{tilt (dB)} = 10\log_{10}(P_{100}/P_1)$. En presencia del filtro HPF, el volcado de canales (en unidades logarítmicas) mantiene una relación lineal con la potencia de entrada por canal, con una pendiente de 1,75 dB/mW. Si se compara este valor con los resultados analíticos anteriores, que predicen el volcado de ganancia para N canales con la misma potencia y la misma separación dentro de la así llamada aproximación triangular [McI01]:

$$\text{tilt(dB)} = 4,343 \frac{N(N-1)g'\Delta f L_{\text{eff}}}{2A_{\text{eff}}} P_0 \quad (\text{Ecuación 4.25})$$

Donde N es el número de canales, g' es la pendiente de la curva de ganancia Raman ($4,48 \cdot 10^{-18}$ mW/GHz) y Δf es la separación entre canales. A_{eff} es el área efectiva del núcleo y P_0 es la potencia de entrada por canal. De la ecuación anterior, se observa que la aproximación triangular predice una pendiente de 1,88 dB/mW, que se acerca bastante a la encontrada (1,75 dB/mW) al resolver numéricamente la **Ecuación 4.24**. La dependencia lineal del volcado de canales con la potencia de entrada por canal se rompe cuando el filtro HPF se quita del sistema a causa de la significativa amplificación del ruido debida a la SRS.

Se investiga la dependencia del desvanecimiento de canal con la separación en frecuencia de los canales realizando simulaciones adicionales con la potencia de entrada por canal fijada a 15 mW. La **Figura 4.35** muestra que, sin el HPF en el sistema, el desvanecimiento de canal disminuye con la separación entre canales. Hay que fijarse en que el grupo de canales (cluster) WDM es equivalente a una única bomba en el límite $\Delta f \rightarrow 0$. Por tanto, como Δf

aumenta, la potencia "bomba" se expande, por lo cual el coeficiente efectivo de ganancia Raman se reduce. Esto explica porqué el desvanecimiento de canal disminuye con Δf . Sin embargo, incluso para una separación de 200 GHz, el desvanecimiento se mantiene por encima de 1,25 dB. Por otra parte, si se introduce un filtro HPF de 50 dB después de 10 km, el desvanecimiento de canal se mantiene por debajo de 0,25 dB en el rango de $\Delta f = 0$ a 200 GHz.

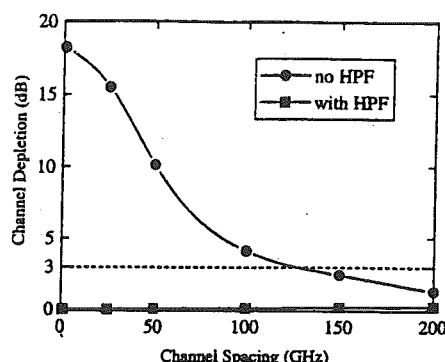


Figura 4.35. Desvanecimiento medio por canal en función de la separación entre canales [Mcl01].

Por último, para demostrar la aplicación práctica del esquema de filtrado paso-alto, se han realizado cálculos computacionales suplementarios en sistemas con un número de canales que oscila entre 50 y 300 canales. En estas simulaciones, la potencia total, el ancho de banda y el ruido de fondo son los mismos que los descritos en el ejemplo anterior para un sistema con 100 canales y 15 mW de potencia por canal. Incluso en el caso de 300 canales y 5 mW por canal, se obtienen de nuevo resultados similares. Más específicamente, en ausencia de un HPF, se observa un desvanecimiento de canal de 10,1 dB, que es aproximadamente igual que el obtenido para un sistemas con 100 canales y 15 mW por canal. Además, se ve que el volcado de canales permanece igual, como se deduce de la Ecuación 4.25. Las investigaciones concluyen que el desvanecimiento de canal depende principalmente de la potencia total transportada por el cluster WDM. Ya que se espera que el número de canales (y la potencia total por canal) aumente en los futuros sistemas WDM, el filtrado paso-alto puede proporcionar una solución viable a los problemas de desvanecimiento SRS de canal.

4.3.2.4. CONCLUSIONES:

En este apartado se propone un método para eliminar los efectos de desvanecimiento en canales debidos a la SRS en sistemas WDM densos de transmisión en fibra. Este método implica la inserción periódica de filtros paso-alto en frecuencia (HPFs) en la red de fibra. Estos filtros pueden suprimir eficazmente el flujo de potencia SRS desde los canales WDM hacia los componentes de ruido de baja frecuencia. Las simulaciones numéricas llevadas a cabo en sistemas WDM indican que las penalizaciones por desvanecimiento de canal se puede mantener por debajo de 0,25 dB incluso para una potencia total por canal de 2 W. La inclusión de un filtro paso-alto también conduce a un incremento del volcado (tilt) entre los canales WDM lo que, en principio, se

puede eliminar mediante técnicas de inversión espectral. Por tanto, los filtros paso-alto son una gran apuesta de futuro para reducir las pérdidas SRS en sistemas WDM muy grandes [McI01].

4.4. PARÁMETROS WDM LIMITADOS POR LA SRS:

En este apartado se analizan las capacidades de los sistemas y las redes de transmisión WDM y las limitaciones que impone la dispersión estimulada de Raman (SRS). Para ello, se deduce un conjunto de expresiones analíticas de dos parámetros característicos limitados por la dispersión estimulada de Raman (SRS): el producto-longitud-capacidad (CLP, *Capacity-Length-Product*) de los sistemas de transmisión WDM (*Wavelength-Division-Multiplexing*) y el producto-longitud-caudal (NTLP, *Node Throughput-Length-Product*) del último nodo de las redes WDM. El CLP y el NTLP son proporcionales a la raíz cuadrada de la capacidad del sistema y del caudal del nodo, respectivamente. Sin embargo, son independientes de la capacidad del sistema y del caudal del nodo cuando se compensa la pérdida de potencia inducida por la SRS. El CLP aumenta según disminuye el espaciado entre amplificadores. Sin embargo, existe una distancia de separación entre amplificadores óptima que maximiza el NTLP [Hyu01].

La dispersión estimulada de Raman (SRS) y la emisión espontánea amplificada (ASE, *Amplified Spontaneous Emission*) son dos de los efectos que en los últimos tiempos limitan la capacidad de los sistemas de transmisión WDM (*Wavelength-Division-Multiplexing*) incluso en ausencia de otros factores perjudiciales para la señal óptica. En [Chrap93] se deduce una fórmula para la capacidad final de un sistema de transmisión WDM en función de la longitud de transmisión y se refina para que tenga en cuenta la naturaleza estadística de los datos modulados. Los resultados se basan en la hipótesis de que la degradación de la relación señal óptica-a-ruido (OSNR, *Optical Signal-to-Noise Ratio*) debida a la SRS no debe exceder de un cierto nivel. Sin embargo, el nivel de degradación aceptable no es único, y por tanto, la capacidad depende de la selección del nivel de degradación. Además, los análisis previos se hacen sólo para sistemas de transmisión punto-a-punto. En este apartado, se deducen las expresiones analíticas del producto-longitud-capacidad (CLP, *Capacity-Length-Product*) final de sistemas de transmisión WDM y el producto final-longitud-caudal del nodo (NTLP, *Node Throughput-Length-Product*) de redes WDM, basándose en la OSNR máxima alcanzable en el receptor. Para parámetros dados de sistema o de red, la OSNR máxima alcanzable es única, lo que elimina la ambigüedad en la determinación del nivel de degradación de la OSNR [Hyu01].

Cuando se transmiten N canales WDM con la misma separación entre ellos (separación entre canales: Δf) a través de una fibra de transmisión, la SRS induce una pérdida de potencia en los canales de menor longitud de onda y una amplificación de potencia en los canales de mayor longitud de onda. La pérdida fraccional de potencia del canal de menor longitud de onda viene dada por $\exp(-C_R P_{IN})$, donde P_{IN} es la potencia de señal por canal inyectada en la

fibra de transmisión y C_R es una variable aleatoria que describe la estadística del efecto de la SRS. En sistemas WDM densos, C_R es una constante igual a $g'B_TNL_{\text{eff}}/4A_{\text{eff}}$, donde g' es la pendiente del perfil triangular aproximado de ganancia Raman, L_{eff} y A_{eff} son la longitud y el área efectivas de la fibra, respectivamente, y $B_T (= \Delta f(N - 1))$ es el ancho de banda total de transmisión de la señal. En sistemas amplificadores ópticamente, la SRS causa degradación de la OSNR en los canales de longitud de onda corta. Se debe tener en cuenta que el ruido ASE generado por diferentes amplificadores experimenta distintos efectos SRS ya que dicho ruido ASE se suma periódicamente a lo largo del camino de transmisión. Entonces, la OSNR del canal de menor longitud de onda viene dada por [Hyu01]:

$$OSNR = KP_{IN} e^{-C_R P_{IN} L / L_A} \frac{1 - e^{-C_R P_{IN}}}{1 - e^{-C_R P_{IN} L / L_A}} \quad (\text{Ecuación 4.26})$$

$$K = \frac{1}{2n_{sp} h \nu B_0 (e^{\alpha L_A} - 1)}$$

Donde $2n_{sp}$ es la figura de ruido del amplificador, $h\nu$ la energía del fotón, B_0 el ancho de banda óptico de resolución, α el coeficiente de pérdidas en fibra, L la longitud de transmisión y L_A la separación entre amplificadores. Se puede obtener la máxima OSNR alcanzable derivando la ecuación anterior con respecto a P_{IN} . Entonces, la máxima OSNR alcanzable es $0,65KL_A^2/C_R L^2$ cuando la potencia de la señal de entrada es $1,59L_A/C_R/L$. La máxima OSNR alcanzable debe ser mayor de un cierto valor para satisfacer la BER (tasa de error de bit) exigida y el margen de error del sistema. Si se da la OSNR pedida (R_0), el CLP final viene dado por [Hyu01]:

$$CLP = L_A \sqrt{K \frac{2,6A_{\text{eff}}}{g'L_{\text{eff}}} \frac{B_R}{R_0} \frac{C}{B_T}} \quad (\text{Ecuación 4.27})$$

Donde B_R es el régimen binario de la señal y C es la capacidad del sistema, es decir, $C = NB_R$. Se usan los siguientes parámetros para calcular el CLP y el NTLP: $A_{\text{eff}} = 50 \mu\text{m}^2$, $g' = 4,6 \cdot 10^{-27} \text{ m/W}\cdot\text{Hz}$, $\alpha = 0,275 \text{ dB/km}$, $B_T = 25,6 \text{ nm}$, $2n_{sp} = 5 \text{ dB}$, $B_0 = 12 \text{ GHz}$. Se supone que el régimen binario de la señal es igual a 10 Gbps y, por tanto, la OSNR requerida es 18 ó 26 dB. Se debe señalar que el CLP final es independiente de la tasa binaria de la señal para una eficiencia espectral dada, C/B_T , ya que la OSNR requerida es proporcional a dicha tasa binaria de señal.

La **Figura 4.36** muestra el CLP final en función de la capacidad del sistema cuando la distancia de amplificación es de 80 km. Los resultados analíticos (líneas continuas) concuerdan bastante bien con las simulaciones numéricas (puntos). El CLP final es del orden de $10^5 \text{ Gbps}\cdot\text{km}$ y proporcional a la raíz cuadrada de la capacidad del sistema o de la eficiencia espectral. También se puede observar el CLP final calculado mediante la fórmula analítica deducida en [Chrap93], representado mediante líneas discontinuas. Los resultados anteriores subestiman el CLP final ya que el nivel seleccionado de degradación de la OSNR igual a 0,5 dB no es el óptimo para conseguir la OSNR máxima en

el receptor. En los análisis realizados, la máxima OSNR se alcanza cuando la degradación debida a la SRS de la OSNR es de 3,9 dB.

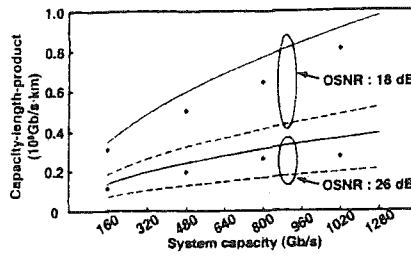


Figura 4.36. Últimos CLPs para la OSNR exigida de 18 dB y 26 dB [Hyu01]. Las líneas continuas son resultados analíticos usando la Ecuación 4.27, los puntos son resultados numéricos y las líneas discontinuas son los resultados analíticos de [Chrap93].

El CLP final se puede incrementar compensando la pérdida de potencia inducida por la SRS en los canales de longitud de onda corta. Se considera el método de compensación que mitiga la degradación de la OSNR inducida por la OSNR mediante el uso de ecualizadores de potencia en los amplificadores. Esta ecualización se debe realizar cada M amplificadores en el camino de transmisión. Entonces, la OSNR viene dada por [Hyu01]:

$$OSNR = \frac{FML_A}{L} \quad (Ecuación 4.28)$$

$$F = \frac{P_{IN} / 2n_{sp} h \nu B_0}{(e^{\alpha L_A} - 1) \frac{1 - e^{C_R P_{IN} (M-1)}}{e^{-C_R P_{IN}} - 1} + I_E e^{C_R P_{IN} M + \alpha L_A} - 1}$$

Donde I_E son las pérdidas intrínsecas de inserción del ecualizador medidas en el canal de menor longitud de onda. De la ecuación anterior, la OSNR toma su máximo valor cuando F es máxima. Si se da la OSNR exigida, el CLP final viene dado por la siguiente ecuación [Hyu01]:

$$CLP = \frac{ML_A C \max(F)}{R_0} \quad (Ecuación 4.29)$$

Donde $\max(F)$ denota el valor máximo de F.

La Figura 4.37 muestra el CLP final para una OSNR exigida de 18 dB cuando se compensa la pérdida de potencia inducida por la SRS en cada amplificador ($M = 1$). Después de la compensación del efecto de la SRS, el CLP es independiente de la capacidad del sistema. La mejora del CLP depende de los parámetros del sistema. Generalmente, la mejora aumenta según disminuye la distancia de amplificación y/o la capacidad del sistema. Las pérdidas intrínsecas de inserción del ecualizador disminuyen la eficiencia de la compensación de la SRS.

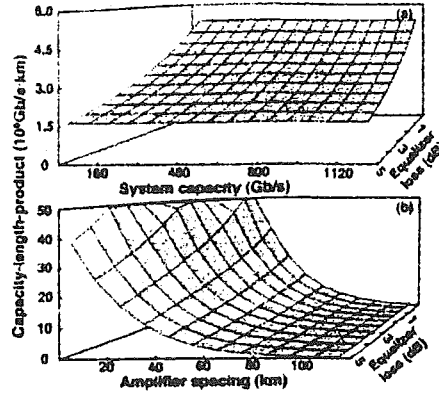


Figura 4.37. CLPs después de compensar la pérdida de potencia inducida por la SRS (a) para una distancia de amplificación dada de 80 km y (b) para una capacidad dada del sistema de 320 Gbps [Hyu01].

Para calcular el NTLP final de redes WDM, se considera una red sencilla de tamaño medio como la mostrada en la **Figura 4.38**, donde L_0 son las pérdidas del OXC (Optical Cross-Connect), G_L es la ganancia del amplificador en línea, y G_P y G_B son las ganancias del preamplificador y del amplificador de reinyección colocados en los nodos, respectivamente. Se supone que la potencia de señal inyectada en cada tramo de fibra es constante, es decir, $\exp(-\alpha L_A)G_L = 1$ y $\exp(-\alpha L_A)G_P L_0 G_B = 1$. Entonces, la OSNR del canal de menor longitud de onda es igual a la de la **Ecuación 4.26** excepto por la K . La expresión de K cambia con la condición de operación de los amplificadores ópticos. Se consideran dos condiciones de operación, el modo de salida constante y el modo de entrada constante. En el primer modo, la potencia de la señal de salida de todos los amplificadores es constante. Entonces, el nodo preamplificador compensa las pérdidas de la fibra ($\exp(-\alpha L_A)G_P = 1$) y el nodo amplificador de reinyección compensa las pérdidas del OXC ($L_0 G_B = 1$). La expresión de K es [Hyu01]:

$$K = \frac{1}{2n_{sp} h \nu B_0 \left[e^{\alpha L_A} - 1 + \frac{(L_0^{-1} - 1)L_A}{L_N} \right]} \quad (\text{Ecuación 4.30})$$

Donde L_N es la distancia entre dos nodos adyacentes.

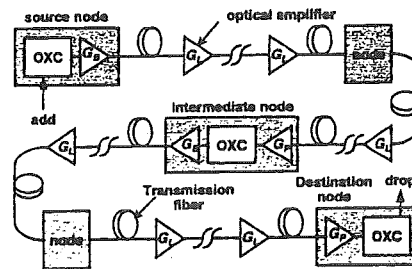


Figura 4.38. Ejemplo de camino de transmisión de señal en una red óptica sencilla de tamaño medio [Hyu01].

En el otro modo, la potencia de la señal de entrada de todos los amplificadores es constante. Entonces, el nodo preamplificador compensa las pérdidas del OXC ($L_O G_P = 1$) y el nodo amplificador de reinyección compensa las pérdidas de la fibra ($\exp(-\alpha L_A) G_B = 1$). La expresión de K es [Hyu01]:

$$K = \frac{1}{2n_{sp} h \nu B_0 (e^{\alpha L_A} - 1) \frac{1 + L_A}{L_N}} \quad (\text{Ecuación 4.31})$$

Se define el caudal del nodo (T) como NB_R (capacidad por fibra) veces el número de fibras de entrada/salida (N_F) del OXC. El NTLP final viene dado por la **Ecuación 4.27** sustituyendo la capacidad del sistema, C, por T (caudal del nodo) veces el número de fibras, TN_F . El NTLP es linealmente proporcional al número de fibras, si se desprecia la variación de pérdidas del OXC con el número de fibras.

La **Figura 4.39** muestra el NTLP final obtenido a partir de las soluciones analíticas (líneas continuas) y de las simulaciones numéricas (puntos) cuando la red está en modo de salida constante. Aquí, $L_A = 80$ km, $L_N = 240$ km, $N_F = 8$ y $L_O = 20$ dB. El NTLP final es del orden de 10^6 Gbps·km y proporcional a la raíz cuadrada del caudal del nodo. Los resultados analíticos concuerdan bastante bien con los numéricos.

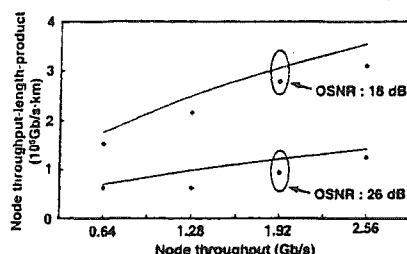


Figura 4.39. Últimos NTLPs para la OSNR exigida de 18 dB y 26 dB. Las líneas continuas son los resultados analíticos de la **Ecuación 4.29** y las líneas de puntos son resultados numéricos [Hyu01].

La **Figura 4.40** muestra el NTLP para un caudal de nodo de 1,28 Tbps cuando se exige una OSNR de 18 dB. En el modo constante de salida [**Figura 4.40(a)**], existe una distancia óptima de amplificación que maximiza la capacidad de la red, mientras que en el modo de entrada constante cuanto menor es la distancia de amplificación mayor es el NTLP [**Figura 4.40(b)**]. La distancia óptima de amplificación es función de las pérdidas del OXC. Por ejemplo, la distancia óptima de amplificación es igual a 30 km para unas pérdidas del OXC de 15 dB e igual a 60 km para unas pérdidas del OXC de 25 dB. La potencia de salida del amplificador óptico se determina a partir de las pérdidas del OXC para el modo constante de salida de operación, cuando la ganancia del amplificador en línea es suficientemente menor que la inversa de las pérdidas del OXC. La longitud total de interacción no lineal, L_{eff} (longitud

efectiva) veces el número de tramos de fibra, aumenta según disminuye la distancia de amplificación. Entonces, la degradación de la OSNR inducida por la SRS se incrementa según disminuye la capacidad de la red.

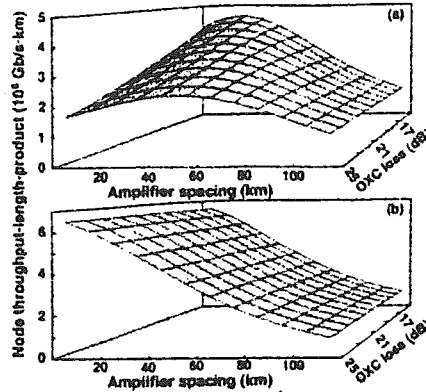


Figura 4.40. NTLPs en función de la distancia de amplificación y de las pérdidas OXC (a) para un modo constante de salida y (b) para un modo constante de entrada [Hyu01].

En redes WDM, la degradación de la OSNR inducida por la SRS se puede mitigar usando ecualizadores de potencia en cada nodo. Entonces, la expresión analítica del NTLP se puede deducir de forma similar a la del CLP dada por la Ecuación 4.29 sustituyendo la capacidad del sistema, C , por el caudal del nodo, T , y la distancia entre ecualizadores, ML_A , por la distancia entre nodos adyacentes, L_N . La expresión de K cambia según las condiciones de operación del amplificadores dadas por [Hyu01]:

$$F_O = \frac{\frac{P_{IN}}{2n_{sp}h\nu B_0} e^{C_R P_{IN} L_N / L_A}}{\left(\frac{I_E}{L_O} - 1\right) + (e^{\alpha L_A} - 1) \frac{1 - e^{-C_R P_{IN} L_N / L_A}}{1 - e^{-C_R P_{IN}}}} \quad (\text{Ecuación 4.32})$$

$$F_I = \frac{\frac{P_{IN}}{2n_{sp}h\nu B_0} e^{C_R P_{IN} L_N / L_A}}{(I_E + 1)e^{\alpha L_A} - 1 + (e^{\alpha L_A} - 1) \frac{1 - e^{C_R P_{IN} (1 - L_N / L_A)}}{e^{C_R P_{IN}} + 1}}$$

Donde F_O y F_I significan modo constante de salida y modo constante de entrada, respectivamente.

La Figura 4.41 muestra el NTLP bajo las mismas condiciones de la Figura 4.40 cuando se compensa la pérdida de potencia inducida por la SRS en cada nodo. Después de compensar los efectos de la SRS, el NTLP aumenta alrededor de un orden de magnitud y se hace independiente del caudal del nodo. Como muestran las Figuras 4.40 y 4.41, la compensación de la SRS no cambia la dependencia funcional del NTLP con las pérdidas del OXC y la distancia de amplificación.

El CLP y el NTLP se obtienen suponiendo sistemas/redes convencionales. Sin embargo, se puede incluir el efecto FEC (*Forward-Error-Connection*) disminuyendo la OSNR exigida y los efectos del amplificador Raman distribuido

cambiando la figura de ruido por la figura efectiva de ruido. Estas técnicas pueden incrementar considerablemente el CLP y el NTLP.

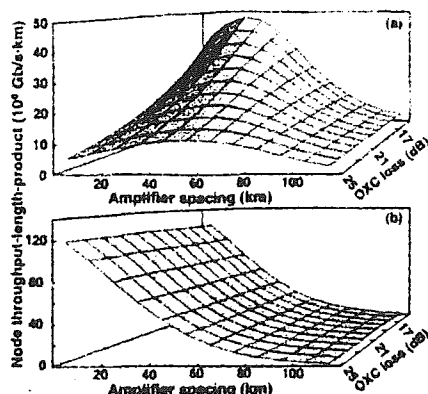


Figura 4.41. NTLPs bajo las mismas condiciones de la Figura 4.40 después de compensar el desvanecimiento de potencia inducido por la SRS (a) para un modo constante de salida y (b) para un modo constante de entrada [Hyu01].

Hay que señalar que tanto el CLP y el NTLP se pueden reducir debido a otros efectos no-lineales, como por ejemplo, la automodulación de fase (SPM), la modulación cruzada de fase (XPM) y la mezcla de cuatro ondas (FWM).

En resumen, en este apartado se ha estudiado un conjunto de expresiones analíticas del CLP y del NTLP limitados por la SRS. El CLP y el NTLP son del orden de 10^5 y 10^6 Gbps·km, respectivamente, cuando la distancia de amplificación es de 80 km y el ancho de banda total de transmisión de señal es de 25,6 nm. Se pueden incrementar compensando la pérdida de potencia inducida por la SRS de los canales de longitud de onda corta, y la mejora de la capacidad es función de la distancia de amplificación, de la capacidad del sistema o del caudal del nodo, y de las pérdidas de inserción del ecualizador.

APÉNDICE A: Propiedades estadísticas de la diafonía SRS (dispersión estimulada de Raman) en sistemas WDM.

En este anexo se resume la demostración de que la función densidad de probabilidad (fdp) de la diafonía estimulada de Raman sigue una distribución lognormal (distribución gaussiana en escala logarítmica). Además, se evalúan tanto la penalización como el límite en potencia impuestos por la diafonía Raman y se aplican a sistemas WDM con uno o varios tramos [Kea00].

Las redes ópticas que usan tecnología WDM (*Wavelength-Division-Multiplexing*) están revolucionando las redes de banda ancha al utilizar por completo el enorme ancho de banda del que dispone una fibra óptica. Sin embargo, la dispersión estimulada de Raman (SRS) puede limitar el comportamiento de un sistema WDM. En sistemas WDM la SRS induce una modulación entre los distintos canales mediante una reducción o una amplificación de potencia. La potencia inyectada en el sistema viene limitada a causa de estos efectos de la diafonía Raman.

Los efectos de la SRS en sistemas WDM se han estudiado para máxima pérdida de potencia tanto sin tener en cuenta la dispersión en fibra como teniéndola en cuenta. Los límites en potencia óptica se calculan considerando el caso peor de que los canales WDM se sincronicen y se transmitan simultáneamente a UN único nivel. Cuando se tiene en cuenta la naturaleza aleatoria de la modulación de la señal, la varianza de la diafonía se reduce para fibras de dispersión desplazada (DSF) sin walk-off de pulso, y para fibras altamente dispersivas con walk-off grande de pulso. La mayoría de artículos acerca de los efectos no-lineales de la SRS en sistemas WDM consideran despreciables el acoplamiento cruzado de señal y el desvanecimiento de la inyección y/o constante el coeficiente de acoplamiento Raman para potencias de señal pequeñas.

Mientras que la reducción o amplificación simple de potencia se puede ecualizar mediante un filtrado óptico, la varianza de la diafonía degrada sensiblemente el comportamiento del sistema. Aunque dicha varianza de la diafonía se puede evaluar con precisión para fibras DSF (de dispersión desplazada), el análisis para fibras dispersivas depende de asumir la hipótesis de que el número de bits adyacentes de la misma importancia en canales adyacentes que tienen interacción SRS apreciable sobre cada tramo de fibra viene aproximadamente dado por la expresión $N_b = L_e/L_w$, donde L_e es la longitud efectiva no lineal y L_w es la longitud de walk-off. Aunque esta hipótesis puede proporcionar resultados útiles, debido a la atenuación en fibra, es obvio que el primer bit y el último bit dentro de la longitud efectiva no lineal contribuyen de forma diferente a la varianza de la diafonía. Además, esta hipótesis no es aplicable a sistemas con longitud grande de walk-off porque N_b no puede ser igual a cero en sistemas reales. En este anexo se muestra cómo calcular una expresión analítica exacta para obtener la varianza de la diafonía tanto en el dominio del tiempo como de la frecuencia. La expresión calculada se puede aplicar a sistemas WDM con cualquier longitud de walk-off, tanto muy pequeña (alta dispersión) como muy grande (baja dispersión) [Kea00].

Para estudiar la degradación del comportamiento inducida por la SRS en sistemas WDM, es esencial la función densidad de probabilidad (fdp) de la diafonía inducida por la SRS. Para fibras de dispersión desplazada (DSF) la fdp se aproxima por una distribución gaussiana en escala logarítmica (distribución lognormal en escala lineal). Para la evaluación del comportamiento, la distribución lognormal se aproxima por una distribución gaussiana. Para fibras dispersivas, sin tener una expresión analítica, calcular la fdp requiere cálculos numéricos muy complejos para ser exactos. En este anexo se verifica que la fdp de la diafonía inducida SRS sigue una distribución lognormal, o una distribución gaussiana en escala logarítmica. En primer lugar, se calcula una serie de fórmulas para analizar la varianza de la diafonía y después se evalúan las penalizaciones en potencia debidas a la diafonía Raman.

Varianza de la diafonía: a continuación se analiza en primer lugar la varianza de la diafonía para el caso más sencillo de un sistema con dos canales y después para un sistema con N canales.

Para el caso más simple en que se tiene **un sistema con dos canales**, la propagación de las ondas inyectada y de Stokes en términos de potencia óptica viene gobernada por dos ecuaciones. Asumimos la hipótesis de considerar despreciables el acoplamiento cruzado de la señal y el desvanecimiento de la señal inyectada. Entonces, la evolución de la potencia inyectada viene dada por [Kea00]:

$$P_p(z, t) = P_p(0, \tau) \exp \left[-\alpha z - K \int_0^z P_s(0, \tau - d_{sp} z') e^{-\alpha z'} dz' \right] \quad (1)$$

Donde P_p y P_s son las potencias de las ondas inyectadas y de Stokes, respectivamente, α es el coeficiente de atenuación en fibra, $\tau = t - z/v_p$, $d_{sp} = 1/v_s - 1/v_p$ es el parámetro de walk-off donde v_s y v_p son las velocidades de grupo de las ondas de Stokes e inyectada, respectivamente, $K = g' \Delta f_{sp} / 2A_{eff}$ donde $g' = dg/df$ representa la pendiente del perfil de ganancia Raman, Δf_{sp} es la separación en frecuencia de los dos canales y A_{eff} es el área transversal efectiva de la fibra. También se asume que la ganancia Raman varía linealmente con la separación en frecuencia mientras que la separación espectral se mantenga por debajo de ciertos límites. La ganancia Raman se divide por 2 para tener en cuenta el promedio de la polarización. Para fibras dispersivas, $d_{sp} \approx D \Delta \lambda_{sp}$, donde D es el coeficiente de dispersión y $\Delta \lambda_{sp} = \lambda_s - \lambda_p$ es la separación en longitud de onda. La ecuación (1) también presupone que la dispersión en fibra induce en el pulso transmitido walk-off pero no produce distorsión alguna. Si se modula un sistema con datos binarios aleatorios, la onda Stokes viene dada por [Kea00]:

$$P_s(0, t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} b_k p(t - kT) \quad (2)$$

Donde $b_k = \{0, 1\}$ son los datos binarios aleatorios, $p(t)$ es la forma del pulso y T es el intervalo de bit. La distancia de walk-off viene dada por $L_w = T/|d_{sp}|$.

Si consideramos sólo que $P_p(0, t)$ tiene UN nivel, ignoramos todos los factores constantes y de la ecuación (1) nos queda que $P_p(0, t) = e^{-x(z, t)}$, donde [Kea00]:

$$x(z, t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} b_k q\left(t - \frac{z}{v_p} - kT\right) \quad (3)$$

siendo $q(t) = K \int_0^t p(t - d_{sp} z') e^{-\alpha z'} dz'$

Si $p(t)$ es un pulso rectangular, la media y la varianza de $x(z, t)$ se pueden calcular tanto en el dominio del tiempo como de la frecuencia mediante [Kea00]:

$$\mu_x = \frac{1}{2T} \int_{-\infty}^{\infty} q(t) dt = \frac{Q(0)}{2T} \quad (4)$$

$$\sigma_x^2 = \frac{1}{4T} \int_{-\infty}^{\infty} q^2(t) dt = \frac{1}{8\pi T} \int_{-\infty}^{\infty} |Q(\Omega)|^2 d\Omega$$

Donde $Q(\Omega)$ es la transformada de Fourier de $q(t)$. En el extremo final de la fibra para $z = L$, operando queda que [Kea00]:

$$|Q(\Omega)|^2 = \frac{K^2 |P(\Omega)|^2 \left[(1 - e^{-\alpha L})^2 + 4e^{-\alpha L} \sin^2 \left(\frac{d_{sp} \Omega L}{2} \right) \right]}{\alpha^2 + (d_{sp} \Omega)^2} \quad (5)$$

Donde $P(\Omega)$ es la transformada de Fourier de $p(t)$. De la ecuación (4) nos queda que $\mu_x = KP_0 L_e$, donde P_0 es la potencia media inyectada y la longitud no lineal efectiva es $L_e = (1 - e^{-\alpha L})/\alpha$.

En algunos artículos, se define la media de $x(z,t)$ como la penalización en potencia. En la práctica, el valor de $2\mu_x$ es la diafonía máxima Raman pico-a-pico. Con filtros ópticos que igualen la potencia de todos los canales WDM, sólo la varianza de $x(z,t)$ es relevante a la hora de analizar el comportamiento de los sistemas WDM.

En un sistema WDM con N canales, el canal con la longitud de onda más corta presenta la mayor pérdida en potencia así como la mayor varianza en la diafonía. La varianza total de la diafonía, indicada como σ_D^2 , se puede calcular como la suma de la varianza de la diafonía inducida por todos los $N - 1$ canales WDM. El parámetro de walk-off en la ecuación (5) para el canal adyacente k -ésimo es $d_k = K\Delta\lambda$, donde $\Delta\lambda$ es la separación en longitud de onda entre los canales WDM adyacentes. Para un sistema WDM multicanal, sin cambiar el símbolo, la longitud de walk-off para una determinada separación entre canales se define como $L_w = T/|D\Delta\lambda|$.

La pérdida total de potencia media viene dada por [Kea00]:

$$\mu_D = \frac{N(N-1)}{2} K' P_0 L_e \quad (6)$$

Donde $K' = g'\Delta f/2A_{\text{eff}}$ y Δf es la separación en frecuencia entre canales WDM adyacentes.

Un sistema de comunicaciones por fibra a larga distancia generalmente tiene muchos tramos de fibra. Los amplificadores de fibra dopados con erbio (EDFAs) se usan en cada tramo de fibra para compensar las pérdidas de la fibra. Generalmente, cada tramo tiene la misma configuración. La diferencia en potencia óptica debida a la SRS se puede igualar mediante el uso de filtros ópticos. Un enlace de fibra multitramo requiere una compensación de la dispersión para combatir la distorsión de los pulsos inducida. Un compensador de dispersión bien diseñado puede no introducir no-linealidades en el sistema, por ejemplo, usando una potencia inyectada baja en la fibra de compensación de dispersión (DCF, *Dispersion Compensation Fiber*).

Como antes, vamos a considerar en primer lugar las ondas inyectada y de Stokes de un sistema con dos canales. Para un sistema de fibra con M tramos, al igual que con las ecuaciones (1), (2) y (3), a la salida del tramo M -ésimo de la fibra, la ecuación correspondiente a la ecuación (3) es [Kea00]:

$$x(ML, t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} b_k q_M \left(t - \frac{ML}{v_p} - kT \right) \quad (7)$$

$$\text{siendo } q_M(t) = \sum_{k=0}^{M-1} q(t - kd_{sp}\Delta z)$$

Donde $q(t)$ es la misma que la definida en la ecuación (3) y $d_{sp}\Delta z = d_{sp}L + d_c L_c$ es el walk-off del pulso sin compensar por tramo de fibra, donde d_c y L_c son el parámetro de walk-off y la longitud del compensador de dispersión, respectivamente. Los signos de

d_{sp} y d_c son opuestos para compensación de dispersión. Así, para una compensación perfecta de dispersión, $\Delta z = 0$.

La transformada de $q_M(t)$ es [Kea00]:

$$Q_M(\Omega) = Q(\Omega) \sum_{k=0}^{M-1} \exp(-jk\Omega d_{sp} \Delta z) \quad (8)$$

La varianza de la diafonía se puede calcular sustituyendo la ecuación (8) en la (4). Tomando límites en la ecuación (4), nos queda que [Kea00]:

$$|Q_M(\Omega)|^2 \leq M^2 |Q(\Omega)|^2 \quad (9)$$

La igualdad en la ecuación anterior se consigue para una compensación perfecta de dispersión ($\Delta z = 0$). De la misma ecuación, podemos concluir que la situación de compensación perfecta de dispersión es el caso peor para la acumulación de diafonía. De la ecuación (4), observamos que la varianza de la diafonía después de M tramos es $\sigma_{x,M} \leq M\sigma_x$.

Si generalizamos las ecuaciones (7), (8) y (9) para un sistema multicanal WDM, podemos concluir que la varianza de la diafonía se acumula tramo a tramo en un enlace multitramo WDM con compensación perfecta de dispersión que representa el caso peor. Con compensación perfecta de dispersión, la varianza de la diafonía para un enlace WDM de M tramos con potencia inyectada por tramo y por canal P_0 es igual a la varianza de diafonía para un sistema WDM sencillo con potencia inyectada por canal MP_0 .

La varianza de la diafonía es sólo uno de los parámetros de la diafonía Raman. La fdp exacta de la diafonía Raman se necesita para evaluar la degradación del comportamiento.

Función densidad de probabilidad: para muchas variables aleatorias juntas, la fdp de la diafonía Raman se puede aproximar por una distribución lognormal, especialmente para fibras altamente dispersivas o con gran número de canales WDM. Una distribución lognormal en escala lineal es igual que una distribución gaussiana en escala logarítmica (decibelios). Generalmente, la suma o multiplicación de más de diez variables aleatorias independientes cumple el teorema del límite central.

La Figura 1 muestra la fdp para tres longitudes de walk-off diferentes, $L_w = 4, 16$ y 64 km con $N = 2, 6, 11$ y 21 canales WDM. Los parámetros del enlace de fibra son: $\alpha = 0,2$ dB/km, longitud de la fibra $L = 75$ km y señal inyectada en el canal = pulso rectangular NRZ. La fdp se calcula para el peor canal, que es el que tiene la longitud de onda más pequeña. La potencia óptica media y la separación en longitud de onda se eligen de forma que la diafonía media sea $0,1$ dB, es decir, $\mu_D = 0,1$ dB. Las líneas continuas son las fdp lognormal con parámetros dados por la ecuación (6). En regiones de longitud de walk-off pequeña, por ejemplo, $L_w = 4$ km, la fdp se acerca mucho a la distribución lognormal incluso para $N = 2$. Para cualquier longitud de walk-off, la fdp se aproxima tanto mejor por una distribución lognormal según aumenta el número de canales WDM. La varianza de la diafonía disminuye con el incremento del número de canales.

Podemos definir el número de bits adyacentes de canales adyacentes que tienen interacción SRS apreciable como $N_b = \max(1, L_e/L_w)$. Cuando el número total de bits de todos los canales que interactúan con el canal que tiene la longitud de onda más pequeña es mayor que 10 , la fdp de la Figura 1 se puede aproximar muy bien con una distribución lognormal.

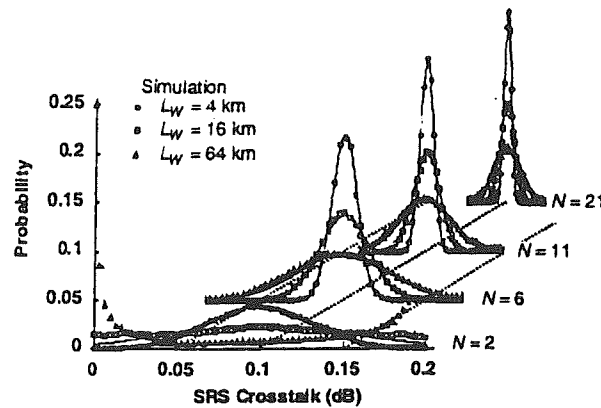


Figura 1. Densidad de probabilidad de la diafonía inducida SRS [Kea00].

Penalización del sistema: dependiendo de si el sistema usa filtros ópticos para ecualizar el nivel de potencia, la penalización del sistema se puede definir de distintas maneras. En este anexo, se supone que se usan filtros ópticos para ecualización de potencia.

La diafonía Raman induce distorsión en la forma de onda cuando se transmite una señal que tenga UN solo nivel. Usando la distribución lognormal, $f_Y(y)$, la BER (*Bit-Error-Rate*) de un sistema con diafonía Raman viene dada por [Kea00]:

$$p_e = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{d}{\sqrt{2}\sigma_0}\right) + \frac{1}{4} \int_0^{\infty} f_Y(y) \operatorname{erfc}\left(\frac{y-d}{\sqrt{2}\sigma_0}\right) dy \quad (10)$$

Donde d es el nivel de decisión, σ_0 es la desviación estándar del ruido gaussiano, y $\operatorname{erfc}(\cdot)$ es la función complementaria de error. El primer término de la ecuación es la BER a nivel CERO y el segundo es la BER a nivel UNO. Sin diafonía Raman, con nivel de decisión $d = \mu_y/2$, el sistema necesita $Q_0 = \mu_y/(2\sigma_0) = 6$ para conseguir una BER = 10^{-9} , donde μ_y es el nivel óptico medio a nivel UNO. Con diafonía Raman, el sistema requiere un valor más grande de Q_0 para alcanzar una BER = 10^{-9} , y podemos definir $Q_0/6$ como la penalización en potencia.

Dependiendo del circuito de decisión, el nivel de decisión de la ecuación (10) puede situarse en la mitad del diagrama de ojo, es decir, $d = \mu_y/2$, u optimizarse para mínima BER, es decir, $d = d_{\text{opt}}$. Poner el nivel de decisión a cero en un receptor acoplado en alterna (AC) es lo mismo que situarlo en la mitad del diagrama de ojo. Encontrar el nivel de decisión que haga mínima la BER es más complicado, especialmente para un canal que varía con el tiempo y que necesite adaptación.

La Figura 2 muestra la penalización en potencia inducida por la diafonía Raman en función de la desviación estándar de diafonía σ_D . La desviación estándar de diafonía de la distribución lognormal es el único parámetro relevante en el comportamiento del sistema. La Figura 2 también muestra la penalización en potencia causada al aproximar la distribución lognormal por una distribución gaussiana, que viene dada en dB por $-10\log_{10}(1 - 36\sigma_D^2)$.

La Figura 2 muestra que, para un mismo nivel de diafonía, colocar el nivel de decisión en la mitad del diagrama de ojo provoca la mayor penalización en potencia. Puesto que también la penalización en potencia vista anteriormente ($-10\log_{10}(1 - 36\sigma_D^2)$ dB) presupone un nivel óptico de decisión, podemos ver en la figura que la aproximación gaussiana sobreestima la penalización en potencia con respecto al modelo exacto dado por la ecuación (10) con nivel óptico de decisión.

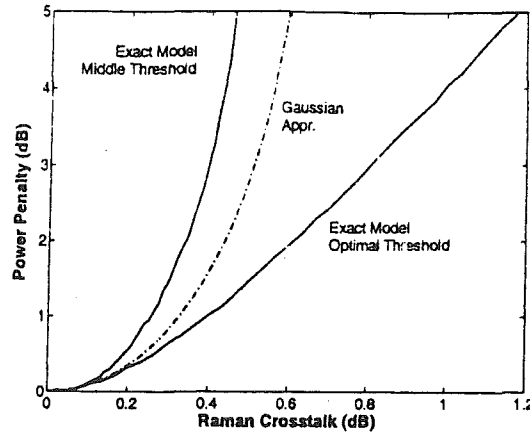


Figura 2. Penalización en potencia inducida por la diafonía Raman en función de la desviación estándar de diafonía σ_D [Kea00].

El límite de la desviación estándar de diafonía σ_D se puede definir como aquella a la que la penalización en potencia es menor de 1 dB. La correspondiente desviación estándar de diafonía es $\sigma_D = 0,25, 0,33$ y $0,40$ dB para el modelo exacto ($d = \mu_y/2$), la aproximación gaussiana y el modelo exacto ($d = d_{opt}$), respectivamente. Si se usa un circuito de decisión más complejo, el nivel óptimo de decisión puede tolerar hasta un nivel de diafonía un 60% más grande que el nivel medio de decisión.

La aproximación gaussiana tiene un límite fundamental de $\sigma_D = 0,72$ dB (1/6 en escala lineal) que se puede derivar de la expresión de la penalización en potencia considerando esta última como infinita. El límite fundamental de tomar el nivel de decisión en mitad del diagrama de ojo es $\sigma_D = 0,50$ dB. No hay límite fundamental para el modelo exacto con nivel óptimo de decisión.

Límites del sistema: sin ecualización de potencia, [Chrap90] calcula un límite para el sistema igual a $N(N-1)P_0\Delta f < 500 \text{ GHz} \cdot W$, para la hipótesis de que $\sigma_D < 1$ dB.

Suponiendo los siguientes parámetros: $T = 400$ ps para un sistema a 2,5 Gbps, $D = 4$ ps/nm·km para NZDSF (fibra de dispersión desplazada no igual a cero), $\Delta\lambda = 0,8$ nm o $\Delta f = 100$ GHz, y el número de canales $N = 64$; y teniendo en cuenta que el requisito para un sistema de fibra con M tramos es $MP_0 < 11,3$ dBm, vamos a calcular los límites de un sistema WDM en términos de número de canales permitidos. Los sistemas WDM pueden no tener más de 14 tramos de fibra si el sistema tiene una potencia por canal de 0 dBm (1 mW), lo que corresponde a una potencia total por tramo de ≈ 18 dBm (64 mW).

Para el ejemplo de una fibra DSF con longitud de walk-off L_w muy grande, nos queda que [Kea00]:

$$\sqrt{N(N-1)\left(N-\frac{1}{2}\right)}P_0\Delta f < 173 \text{ GHz} \cdot W \quad (11)$$

Para el caso de longitud de walk-off L_w pequeña, tenemos que [Kea00]:

$$\sqrt{N(N-1)}P_0\Delta f < \frac{200}{\sqrt{\alpha L_w}} \text{ GHz} \cdot W \quad (12)$$

La ecuación (11) es válida sólo para fibras de dispersión desplazada (DSF). En general, la ecuación (12) es válida para sistemas que usan fibra estándar con $D = 16$ ps/nm·km y se puede usar como el límite del sistema para el caso peor. Estas dos últimas expresiones se pueden aplicar a sistemas WDM con M tramos sin más que sustituir P_0 con MP_0 .

Conclusión: la función densidad de probabilidad de la diafonía inducida SRS se puede aproximar bastante bien mediante una distribución lognormal. Cuando la ganancia o pérdida en potencia constante se ecualiza, la relación de diafonía, la penalización en potencia y el límite en potencia dependen sólo de la varianza de la diafonía. Se ha calculado una expresión analítica exacta para analizar la varianza de la diafonía, válida tanto para fibras altamente dispersivas como DSF. La penalización en potencia producida por la diafonía SRS se evalúa usando la distribución lognormal. La desviación estándar de diafonía debe ser menor de 0,4 dB para que la penalización en potencia sea menor de 1 dB. Con la hipótesis de que $\sigma_D < 0,4$ dB, se pueden calcular los límites en potencia del sistema y aplicarlos a sistemas WDM tanto con un tramo como multitramo [Kea00].

APÉNDICE B: Sumario SRS (dispersión estimulada de Raman).

La SRS es un efecto de banda ancha mediante el cual si se introducen en una fibra dos o más señales a diferentes longitudes de onda se produce una transferencia de potencia de la señal de mayor frecuencia a la de menor frecuencia. Además, el acoplo de potencia se puede producir tanto en el sentido de la propagación de las señales como en el sentido inverso, siempre y cuando en ese momento haya presencia de potencia en los dos canales.

Por otra parte, en la SRS existe una potencia umbral que se define como la potencia de la onda incidente para la cual las dos ondas, incidente y Stokes (onda a la que se le transfiere la potencia), tienen a la salida de la fibra la misma potencia.

Del mismo modo, también existe una potencia umbral para la onda Stokes que se puede generar en el sentido opuesto al de la propagación de la onda incidente, y la expresión es similar. Como el umbral para la SRS hacia delante se alcanza antes que el umbral para la SRS hacia atrás, esa es la razón por la cual éste último no se suele tener tanto en cuenta en el estudio de los sistemas de comunicaciones ópticas.

Por último cabe destacar que para reducir los efectos de la SRS conviene reducir al máximo el espaciado entre canales y a ser posible no superar la potencia umbral.

La dispersión estimulada de Raman (SRS) es una interacción paramétrica no-lineal entre la luz y las vibraciones moleculares. La luz inyectada en una fibra óptica se dispersa parcialmente y se desplaza en frecuencia hacia abajo. El cambio de frecuencia óptica corresponde a la frecuencia vibracional de las moléculas. La SRS es similar a la SBS (dispersión estimulada de Brillouin), excepto que puede ocurrir tanto hacia delante como hacia atrás (en la misma dirección de propagación que la luz o en dirección contraria). El coeficiente Raman de ganancia está alrededor de tres órdenes de magnitud por debajo del coeficiente Brillouin de ganancia, de manera que en un sistema con un único canal el umbral SRS está alrededor de tres órdenes de magnitud por encima del umbral SBS, y es del orden de 1 W [Kam00]. Sin embargo, el ancho de banda de ganancia para la SRS, del orden de 12 THz ó 100 nm, es mucho mayor que el de la SBS. ***Por tanto, la SRS puede acoplar diferentes canales en un sistema WDM y dar lugar a diafonía.***

La Figura 1 muestra la ganancia Raman en fibra de sílice fundido (a 1,5 m). Debido a la SRS, en un sistema WDM, las señales de mayor longitud de onda se amplifican debido a las señales de menor longitud de onda, lo que conduce a una degradación de dichas señales de menor longitud de onda. La SRS acopla los canales separados más de 120 nm en longitud de onda, y la interacción es más fuerte entre canales cuanto más alejados estén unos de otros. En los siguientes cálculos, se supone que la ganancia crece linealmente con la separación en longitud de onda (asumiendo que el ancho de banda total es menor de 120 nm).

En sistemas regenerados, la SRS causa una penalización en potencia en los canales de menor longitud de onda, como muestra la Figura 2 para el caso de un sistema simple con dos canales. Si se desprecia la dispersión y se considera el caso peor de señales que se transmiten a través de todos los canales, se puede obtener fácilmente el resultado de que el producto de la potencia total por el ancho de banda total de un sistema WDM sin repetidores no puede superar los 500 GHz·W para garantizar una penalización para el canal de menor longitud de onda menor de 1 dB.

En sistemas amplificados, los efectos de la SRS son más sutiles. Para sistemas con un único canal, la SRS se puede acumular a lo largo de los múltiples tramos amplificados; sin embargo, la mayor parte de la potencia dispersada se genera a longitudes de onda varias decenas de nanómetros por encima de la longitud de onda de la señal, como puede verse en la Figura 1, y se filtra mediante los amplificadores ópticos. Por lo tanto, el umbral SRS para un único canal disminuye muy lentamente con el número de amplificadores. En sistemas WDM, la degradación se

mede mediante la reducción de la SNR en los canales de longitud de onda corta. Debido a que el ruido se añade periódicamente a lo largo de la longitud total del sistema, experimenta menos pérdidas Raman que la señal. Para degradaciones pequeñas, el desvanecimiento fraccional del ruido es la mitad del desvanecimiento fraccional de la señal (por ejemplo, un desvanecimiento de señal de 1 dB corresponde a una degradación de la SNR de 0,5 dB). Por lo tanto, un sistema que, en ausencia de SRS, opera a una determinada BER, en presencia de degradación SRS debe llegar a un compromiso entre la SNR (relación señal-a-ruido) exigida y la BER (tasa de error de bit). Para sistemas amplificados, y en el caso peor de señales que interactúan en todos los canales, el requisito que asegura una degradación de la SNR menor de 0,5 dB en el peor canal es que el producto de la potencia total por el ancho de banda total y por la longitud efectiva total del sistema no debe superar los 10 THz·mW·Mm. Este límite se detalla en la **Figura 3**, donde el número máximo permitido de canales viene dado en función de la longitud total de un sistema amplificado con amplificadores ideales (con una figura de ruido igual a 3 dB), unas pérdidas en fibra de 0,2 dB/km, 2,5 Gbps por canal, una separación entre canales de 0,5 nm, un ancho de banda óptico en el receptor de 10 GHz, una SNR óptica = 9 (para potencia media), que corresponde a una BER = 10^{-14} y para cuatro valores de separación entre amplificadores, 25, 50, 100 y 150 km.

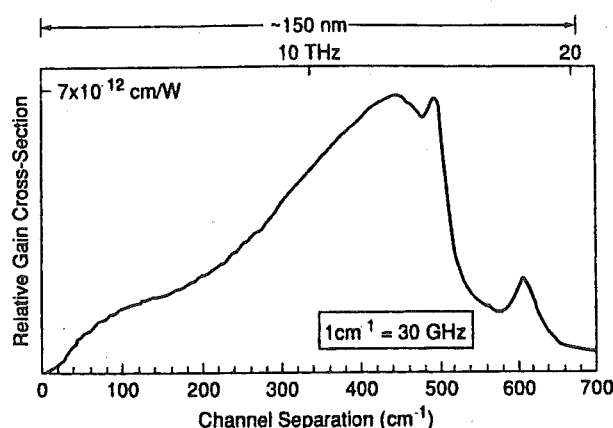


Figura 1. Coeficiente Raman de ganancia en función del desplazamiento en frecuencia para sílice fundido a una longitud de onda de 1,5 μm . $1 \text{ cm}^{-1} = 30 \text{ GHz}$ [Kam00].

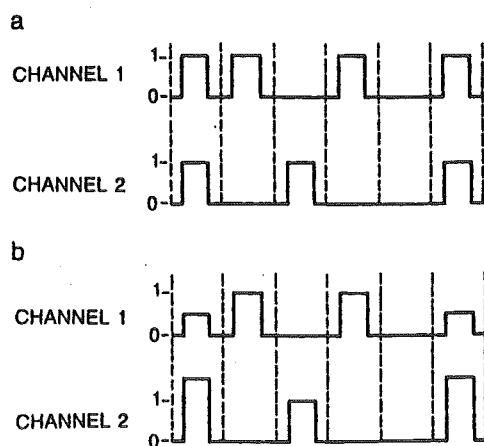


Figura 2. Patrones de bit en un sistema WDM con dos canales (se muestran los pulsos RZ para mayor claridad) en (a) la entrada de la fibra y (b) la salida de la fibra con interacción SRS entre los canales ($\lambda_1 < \lambda_2$) [Kam00].

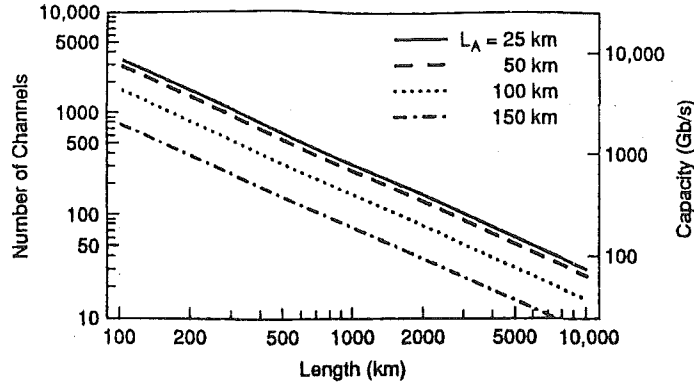


Figura 3. Número máximo de canales a 2,5 Gbps y capacidad total en función de la longitud del sistema para cuatro distancias distintas de amplificación, L_A , suponiendo amplificadores ideales y la hipótesis de caso peor en el que las señales interactúan en todos los canales [Kam00].

En sistemas WDM con varios canales, sin embargo, la probabilidad de que se transmitan simultáneamente señales en todos los canales es muy baja. La fracción de potencia perdida en el canal de menor longitud de onda (el más degradado) es en realidad una variable aleatoria, ya que depende de los bits transmitidos en los otros canales. Para más de 10 canales y fibra de dispersión cero, el desvanecimiento de potencia se aproxima bastante bien mediante una gaussiana truncada con una media y una varianza que sólo dependen de la potencia media transmitida y vienen dadas, para el canal de menor longitud de onda, por [Kam00]:

$$\begin{aligned}\eta_0 &= \frac{N(N-1)}{4} K \\ \sigma_0^2 &= \frac{N(N-1)(2N-1)}{24} K^2\end{aligned}\quad (1)$$

Donde N es el número de canales, K es el desvanecimiento de potencia debido al canal vecino, expresado por [Kam00]:

$$K = \frac{P\Delta f\gamma_p L_e}{3 \cdot 10^{13} A_e} \quad (2)$$

P es la potencia pico de cada canal, Δf la separación entre canales (en Hz), γ_p el coeficiente Raman de ganancia y $1,5 \cdot 10^{13}$ Hz es la región sobre la cual se asume que la ganancia Raman aumenta linealmente. Se incluye también un factor 2 que tiene en cuenta el promedio de la polarización.

Si se considera la situación límite en que se tienen infinitos canales, con una potencia total constante y un ancho de banda también constante, la función densidad de probabilidad del desvanecimiento de potencia converge a una función delta y el efecto de la SRS se vuelve completamente determinista. En este caso límite, la pérdida de potencia, en principio, se puede compensar exactamente usando un filtro después de cada amplificador en línea que proporciona una atenuación que varía linealmente con la longitud de onda y con la pendiente correcta para deshacer el desvanecimiento SRS. Esta pérdida postamplificador dependiente de la longitud de onda no introduce ninguna degradación SRS. Además, no se necesita ningún

componente nuevo si hay filtros ópticos presentes en los amplificadores de fibra dopados con erbio (EDFAs) para compensar su función de ganancia. Es suficiente con cambiar ligeramente el diseño de los filtros para incluir la inclinación (tilt) SRS de ganancia, ya que la mayor parte de la función natural de ganancia de los amplificadores también tiene pendiente positiva. Se puede conseguir también una compensación de la pérdida media de potencia debida a la SRS sin usar filtros mediante el confinamiento de los canales WDM en la región de los amplificadores de fibra dopados con erbio (EDFAs) donde la pendiente de la función de ganancia es negativa, por encima del pico alrededor de 1560 nm. Ya que la pendiente de la función de ganancia de los amplificadores es lineal y negativa sólo en una pequeña región del ancho de banda, en este esquema la precisión de la compensación depende del ancho de banda del sistema.

Con un número finito de canales, sólo se puede suprimir el desvanecimiento medio mediante los filtros. Las fluctuaciones residuales del desvanecimiento (y, por lo tanto, de la potencia del canal) causan una degradación en la SNR. Esta degradación es una medida del incremento de la SNR óptica (medida con un analizador de espectros) requerido para alcanzar una BER dada. Idealmente, la inversión espectral a mitad de tramo puede eliminar completamente la diafonía SRS.

El efecto de la dispersión cromática de la fibra, despreciando la distorsión de la forma del pulso, es la introducción de un walk-off entre los pulsos transmitidos en diferentes canales, lo que causa que más bits (independientes) interactúen; por lo tanto, su efecto es similar a un incremento en el número de canales. Con una dispersión cromática grande, y en cada tramo amplificado de fibra, el número de bits de canales adyacentes que tienen una interacción SRS apreciable sobre cada tramo amplificado viene dado aproximadamente por [Kam00]:

$$N_b = \frac{L_e}{L_w} \quad \text{donde} \quad L_w = \frac{1}{RD\Delta\lambda} \quad (3)$$

Donde L_w es la longitud de walk-off, R es el régimen binario, D la dispersión cromática de la fibra y $\Delta\lambda$ la separación entre canales. El número total de bits que interactúan con cada bit del canal de menor longitud de onda se puede aproximar mediante la siguiente expresión [Kam00]:

$$N_t = \frac{L_e}{L_w} \frac{N(N-1)}{2} \quad (4)$$

El desvanecimiento total producido en cada bit del canal de menor longitud de onda por un bit de un canal diferente viene dado por [Kam00]:

$$D_t = \frac{L_w}{L_e} K \quad (5)$$

Y es igual para todos los canales. La razón es que la ganancia SRS crece linealmente con la separación en frecuencia entre canales, mientras que la longitud de interacción decrece linealmente con la separación en frecuencia entre canales, si la longitud de walk-off es menor que la longitud efectiva. Con una dispersión cromática grande ($L_w < L_e$), la media y la varianza de la pérdida de potencia vienen dadas por [Kam00]:

$$\begin{aligned}\eta_D &= N, \frac{D_1}{2} = \frac{N(N-1)}{4} K = \eta_0 \\ \sigma_D^2 &= N, \frac{D_1^2}{4} = \frac{N(N-1)}{8} \frac{L_w}{L_e} K^2\end{aligned}\quad (6)$$

Un análisis más preciso que incluya la disminución del desvanecimiento introducida por los bits encontrados más tarde en la fibra muestra que la varianza σ_D^2 dada en la ecuación (6) se debe dividir entre dos, de manera que en un tramo de amplificación [Kam00]:

$$\frac{\sigma_D}{\eta_D} \approx \frac{1}{N} \sqrt{\frac{L_w}{L_e}} \quad (7)$$

La **Figura 4** muestra la fluctuación relativa del desvanecimiento del canal de menor longitud de onda (la relación entre la desviación estándar y la media) en función del número de canales para un sistema WDM con una separación entre canales de 0,5 nm, 10 Gbps por canal, una longitud de fibra de 50 km y unas pérdidas en fibra de 0,2 dB/km. La línea de puntos representa la relación σ_D/η_D (fibra con dispersión cromática cero); la línea continua representa la relación σ_D/η_D para una fibra convencional con una dispersión de 16 ps/nm·km. La dispersión cromática es muy efectiva a la hora de reducir la fluctuación del desvanecimiento SRS incluso para sistemas WDM con un número pequeño de canales. La gaussiana truncada que aproxima la función de distribución de probabilidad de la pérdida de potencia es esencialmente una distribución gaussiana completa cuando la relación σ/η es menor de 0,1, ya que las colas están por debajo de 10^{-20} .

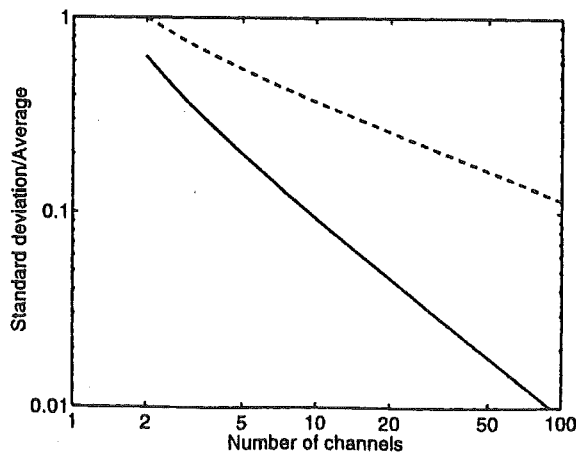


Figura 4. Relación entre la desviación estándar y la media de la pérdida de potencia del canal de menor longitud de onda en función del número de canales para una fibra de dispersión cromática cero (línea de puntos) y para una fibra convencional con dispersión de 16 ps/nm·km (línea continua). Los otros parámetros son: separación entre canales de 0,5 nm; régimen binario de 10 Gbps por canal; longitud de fibra de 50 km; y pérdidas en fibra de 0,2 dB/km [Kam00].

En sistemas ópticos con amplificadores en línea, el valor medio del desvanecimiento η_D crece linealmente con el número de amplificadores N_A , mientras que el incremento de la desviación estándar σ_D depende del mapa de dispersión y de la técnica de compensación de dispersión utilizada. Si se compensa toda la dispersión al final, debido al walk-off, nuevos pulsos independientes interactúan con un pulso dado en cada tramo de amplificación, y la varianza del desvanecimiento σ_D^2 crece linealmente con N_A . Por otra parte, si en cada amplificador se usa una fibra que compense la dispersión, la posición relativa de los pulsos en los diferentes canales se restaura cada vez que se inyectan en un nuevo tramo de fibra, y los mismos pulsos continúan interactuando. En este caso, la desviación estándar del desvanecimiento σ_D

crece linealmente con N_A , y la degradación de la SNR inducida por la SRS aumenta más rápidamente. Alternativamente, la compensación de dispersión se puede realizar canal-por-canal (por ejemplo, con rejillas de fibra). En este caso, la dispersión se compensa y σ_D^2 también crece linealmente con N_A independientemente del mapa de dispersión.

El análisis del caso peor realizado anteriormente daba como resultado la región segura de operación de sistemas amplificados con pocos canales y baja dispersión. La pérdida de potencia en el caso peor es dos veces el desvanecimiento medio η_0 , de manera que la degradación de la SNR introducida por la SRS viene dada por [Kam00]:

$$PEN_{oc}[dB] = 10 \log_{10}(1 + \eta_0) \quad (8)$$

Cuando la dispersión cromática de la fibra y/o el número de canales son suficientemente grandes para suponer una distribución gaussiana completa para la pérdida de potencia ($\sigma/\eta < 0,1$), la degradación de la SNR es [Kam00]:

$$PEN_D[dB] = 10 \log_{10}(1 + \eta_D/2 + Q^2 \sigma_D^2) \quad (9)$$

Donde el factor Q depende de la BER exigida. En principio, si se usan filtros, como se ha mencionado anteriormente, la parte determinista η_D de la diafonía SRS se puede suprimir por completo; por lo tanto, con filtros, la degradación de la SNR es [Kam00]:

$$PEN_{fl}[dB] = 10 \log_{10}(1 + Q^2 \sigma_D^2) \quad (10)$$

La **Figura 5** muestra la degradación de la SNR en función del número de canales para un sistema WDM de 5000 km de longitud con una separación entre amplificadores de 50 km y un régimen binario de 10 Gbps por canal. En los cálculos, se toman los siguientes parámetros reales del sistema: 6 dB de figura de ruido del amplificador, 0,25 dB/km de pérdidas en fibra, 80 μm^2 de área efectiva para fibra convencional y 55 μm^2 para fibra de dispersión desplazada, 0,5 nm de separación entre canales, 40 GHz de ancho de banda óptico del receptor y 6 dB de margen en el receptor (SNR = 36). La línea de puntos es el resultado del análisis del caso peor, el cual, para fibra de dispersión desplazada, está muy próximo al límite obtenido con una aproximación estadística cuando no se usa ecualización de potencia. La línea discontinua muestra la mejora debida a la dispersión cromática de la fibra convencional (debida parcialmente al área efectiva más pequeña). La línea continua corresponde a un sistema con fibra convencional y filtros apropiados colocados detrás de cada amplificador, y se obtiene, como se ha detallado previamente, bajo la hipótesis de que los bits de diferentes canales están incorrelados en cada amplificador. La ecualización de potencia proporcionada por los filtros permite que el número de canales se incremente hasta diez veces.

La **Figura 6** muestra el número de canales de un sistema WDM al cual se tiene una degradación de la SNR de 0,5 dB en función de la longitud del sistema, para los mismos parámetros del sistema de la **Figura 5**. La línea de puntos resulta del análisis del caso peor (ver ecuación (8)). La línea discontinua es el resultado del análisis estadístico (ver ecuación (9)). La línea continua refleja la mejora que se puede alcanzar mediante ecualización de potencia (ver ecuación (10)), con las mismas condiciones de la **Figura 5**. Hay un incremento sustancial en el número máximo de canales cuando se elimina la componente determinista de la diafonía SRS mediante la técnica de ecualización de potencia. Una pérdida excesiva de potencia sobre cada tramo de amplificación requiere el uso de filtros con forma no-lineal o colocados a lo largo de la fibra dentro de cada tramo amplificado. El desvanecimiento medio entre filtros no debe superar 1 dB. La línea de rayas y puntos muestra el máximo número de

canales que se puede conseguir mientras se mantenga el desvanecimiento medio para el peor canal por debajo de 1 dB a lo largo de cada tramo amplificado. La mejora introducida por la ecualización de potencia depende de los parámetros del sistema; el uso de un menor margen en el receptor o de mejores amplificadores aumenta rápidamente las ventajas del uso de la ecualización de potencia.

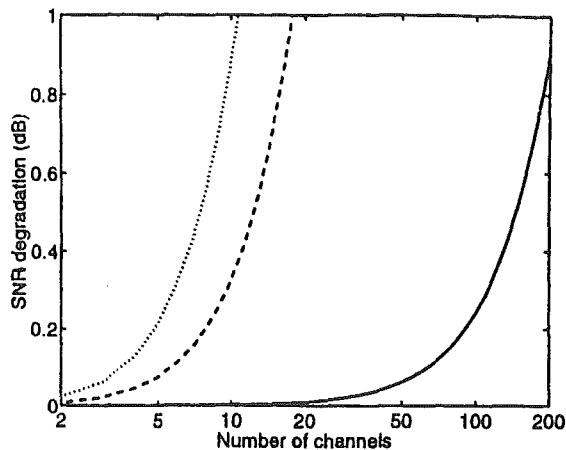


Figura 5. Degradaciones de la SNR en función del número de canales para un sistema WDM de 5000 km de longitud obtenidas para el análisis del caso peor y fibra de dispersión cero (línea de puntos), análisis estadístico y fibra convencional (línea de rayas) y ecualización de potencia en los amplificadores y fibra convencional (línea continua) [Kam00].

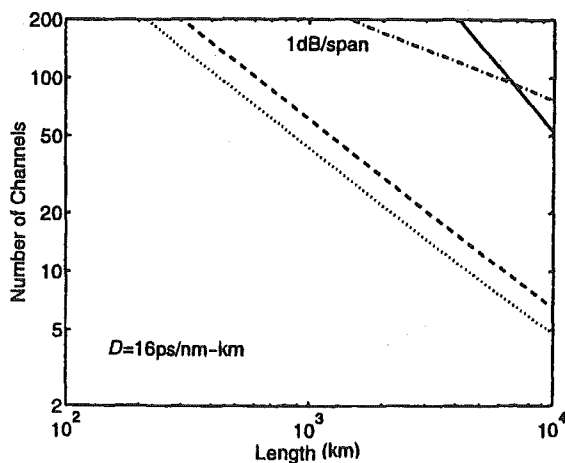


Figura 6. Número de canales en función de la longitud del sistema para una degradación de la SNR de 0,5 dB con fibra convencional. La línea de puntos es para el análisis del caso peor, la línea de rayas es para el análisis estadístico y la línea continua muestra el efecto de la ecualización de potencia. La línea punto-rama muestra el límite de 1 dB/tramo [Kam00].

La diafonía SRS se elimina de forma efectiva mediante el uso combinado de una dispersión cromática grande de la fibra, para transformar la diafonía en un efecto cuasi-determinista, y de una ecualización de potencia, para suprimir la parte determinista. La gestión de la dispersión es la técnica clave a la hora de diseñar sistemas ópticos WDM, ya que facilita la eliminación simultánea de la XPM y la diafonía SRS.

5.1. INTRODUCCIÓN:

Los sistemas ópticos de transmisión que utilizan técnicas WDM o múltiplex por división en longitud de onda (Wavelength-Division-Multiplexing) y que operan en la ventana de transmisión de 1550 nm se utilizan en las redes troncales de comunicaciones. **Un sistema representativo del actual Estado del Arte tiene un régimen binario por canal de 160 Gbps y 19 canales de señal para la transmisión sin regeneración a lo largo de 40 km de fibra de dispersión desplazada o DSF (*Dispersion Shifted Fiber*). Otro sistema que puede servir de ejemplo tiene 64 canales de señal (con un régimen binario de 10 Gbps cada uno) y transmite sobre 7200 km de fibra convencional.**

En el diseño práctico de estos sistemas WDM (y de las redes ópticas basadas en WDM) que operan con longitudes de transmisión sin repetidores de varios cientos de kilómetros, es importante tener un modelo estricto que tenga en cuenta tanto los efectos lineales como los no lineales en fibra. La transmisión de una señal modulada ON-OFF a través de un canal simple a regímenes binarios por encima de los 10 Gbps se ve influenciada por la atenuación y la dispersión de la fibra (incluyendo la pendiente de dispersión a la longitud de onda de la señal) así como también por la **automodulación de fase o SPM (*Self-Phase Modulation*)** debido a la dependencia de la intensidad de la señal con el índice de refracción no lineal de la fibra. Este es el caso de las aplicaciones con amplificadores ópticos en cascada en las que la potencia de la señal a la salida del amplificador es del orden de 1 mW (0 dBm). Para aplicaciones WDM con varios canales ópticos separados en frecuencia entre 100 y 200 GHz, la dependencia de la intensidad con el índice de refracción puede provocar, además de los anteriores efectos, **modulación cruzada de fase o XPM (*Cross-Phase Modulation*)** entre los distintos canales. La XPM es especialmente grave cuando se produce entre canales adyacentes con el mismo valor de dispersión, porque esto permite grandes longitudes de interacción entre canales durante la transmisión [Dju00].

La **dispersión estimulada de Raman o SRS (*Stimulated Raman Scattering*)** puede causar transferencia de potencia óptica entre canales WDM a lo largo de toda la ventana de transmisión WDM, lo que puede llegar a ocasionar efectos de desvanecimiento y diafonía. La ganancia SRS más fuerte se produce para canales con una separación en frecuencia relativamente grande (separados 12 THz unos de otros). En un sistema WDM en el rango de longitudes de onda alrededor de los 1550 nm, la SRS conduce a un desvanecimiento de la potencia de los canales de baja longitud de onda y a un fortalecimiento de la diafonía inducida en potencia en los canales de mayor longitud de onda. El efecto de la SRS depende de la diferencia de la dispersión entre las señales que interactúan (longitud efectiva de interacción) de forma similar a como sucede con la XPM.

Otro importante efecto no lineal de la dispersión puede ocurrir debido a la **mezcla de cuatro ondas o FWM (*Four-Wave Mixing*)** entre canales WDM adyacentes (vecinos). Este efecto es de especial importancia para fibras con baja dispersión y baja pendiente de dispersión (fibras de dispersión desplazada en la ventana de transmisión de 1550 nm). Los efectos de la FWM tienen importantes consecuencias en la calidad del sistema cuando todos los canales WDM tienen la misma separación en frecuencia [Dju00].

El último efecto no-lineal importante que afecta a la transmisión de señales ópticas es la **dispersión estimulada de Brillouin o SBS (*Stimulated Brillouin Scattering*)**, la cual difiere de todos los demás efectos no lineales vistos anteriormente en que el perfil de ganancia SBS tiene un ancho de banda en frecuencia relativamente pequeño (del orden de 100 MHz para fibras estándar), lo que significa que no provoca efectos de acoplamiento entre canales WDM. La SBS consiste en la interacción entre la señal óptica inyectada en la fibra y una onda acústica, lo que provoca la aparición de una onda estimulada (onda Stokes) que se propaga 11 GHz por debajo de la frecuencia de la señal inyectada. Los demás procesos no lineales estimulados (FWM y SRS) son procesos de banda ancha, con anchos de banda en un rango que va desde los cientos de GHz (FWM) hasta los 12 THz (SRS), en los que las señales estimuladas se propagan junto con la(s) señal(es) inyectada(s).

5.2. EFECTOS DE LA SBS: LÍMITES EN POTENCIA

En este apartado se analizan los límites que impone la dispersión estimulada de Brillouin (SBS) en la potencia de entrada para fibras ópticas monomodo en sistemas ópticos de comunicación.

La SBS limita la potencia que se puede transmitir a través de una fibra monomodo en sistemas de comunicaciones ópticas de larga distancia. En este apartado, se estudian las características de la ganancia y del umbral SBS con señales digitales moduladas ASK (*Amplitude-Shift-Keying*), FSK (*Frequency-Shift-Keying*) y PSK (*Phase-Shift-Keying*) para estimar el límite en potencia de entrada fijado por la SBS. Se puede demostrar teórica y experimentalmente que las potencias máximas de entrada en fibra o los umbrales SBS para patrones fijos (1010...) de señales moduladas ASK, FSK y PSK son 2, 4 y 2,5 veces mayores que el umbral para una señal sin modular [Aok88].

5.2.1. INTRODUCCIÓN:

Existe un creciente interés en el desarrollo de sistemas de comunicaciones ópticos de larga distancia con el propósito de conseguir distancias de repetición más largas. Por ejemplo, a finales de los años 80 se consiguieron por primera vez en pruebas de laboratorio transmisiones sin repetición de cerca de 300 km. En estos sistemas avanzados, los diodos láser monofrecuencia, tales como los DFBs (*Distributed FeedBack laser diodes*), se emplean para reducir la influencia de la dispersión cromática de la fibra y/o para aprovechar la ventaja que presenta la detección coherente con sensibilidades mayores en el receptor que requieren tales fuentes ópticas monocromáticas. Se ha seguido intentando conseguir un mayor incremento en la distancia de repetición, que puede lograrse aumentando la potencia de transmisión y/o la sensibilidad del receptor. De hecho, los DFBs de alta potencia se han desarrollado en parte por esta razón, y hoy en día se dispone de umbrales de potencia de salida para señal monofrecuencia sin modular de más de 100 mW. Se espera que la potencia de

salida de los diodos láser se incrementa cada vez más en un futuro próximo. Sin embargo, para la transmisión en fibra de luz láser monofrecuencia, el nivel de potencia óptica útil está limitado por los efectos ópticos no-lineales, en particular la dispersión estimulada de Brillouin (SBS). Esto es así porque, si la SBS ocurre en la fibra, la mayor parte de la luz de entrada se convierte en una onda de luz Stokes viajando en sentido contrario a la dirección de propagación durante la transmisión en fibra. Como resultado, la señal de entrada (que viaja en el mismo sentido que la dirección de propagación de la luz) sufre pérdidas no-lineales adicionales. Por lo tanto, la potencia de entrada en fibra debe mantenerse por debajo de un umbral SBS, que limita la máxima potencia que puede acoplarse en fibra.

Se observan pérdidas debido a la SBS con potencias de entrada sin modular a partir de un orden de magnitud por debajo de las decenas de mW en fibras ópticas monomodo de bajas pérdidas, usando láseres de ancho de línea estrecho tales como láseres Nd:YAG. La potencia umbral a la cual se detecta la SBS en el caso particular de una fibra de 30 km de longitud con unas pérdidas de 0,46 dB/km se sitúa en torno a los 9 mW. Aunque el ancho de banda Brillouin espontáneo es muy estrecho (100 MHz o menos), sin embargo las propiedades de la SBS son muy diferentes entre el caso de señal de entrada sin modular y el caso de una señal de entrada modulada a frecuencias mayores que el ancho de banda Brillouin espontáneo. Por razones obvias, es muy importante el estudio de las características de la SBS bajo luz modulada para las comunicaciones ópticas. Se ha predicho que la SBS se podría eliminar en su mayor parte usando una frecuencia apropiada o mediante una modulación de fase. El incremento del umbral SBS mediante una modulación PSK (*Phase-Shift-Keying*) se demostró a finales de los años 80, aunque se limitó la potencia de entrada del experimento a un rango aproximadamente 2,5 veces superior al umbral para luz sin modular [Aok88].

En este apartado se van a analizar las características de la SBS con luz modulada para estimar el límite en potencia de entrada debido a la SBS en sistemas de comunicaciones ópticas de larga distancia. En primer lugar, se va a repasar brevemente las propiedades de la SBS con luz sin modular, para pasar a estudiar teóricamente los efectos en sistemas coherentes de la SBS en presencia de luz modulada ASK (*Amplitude-Shift-Keying*), FSK (*Frequency-Shift-Keying*) y PSK (*Phase-Shift-Keying*). Para patrones fijos en modulaciones FSK y PSK vamos a llegar a la conclusión de que el umbral SBS sólo se puede incrementar unas pocas veces por encima del umbral para luz sin modular.

5.2.2. UMBRAL SBS PARA LUZ SIN MODULAR:

La SBS es un proceso de dispersión coherente de la luz a partir de ondas acústicas (fonones). En este proceso, la mayor parte de la luz de entrada se puede convertir en luz Stokes de menor frecuencia, cuando la potencia de la luz de entrada excede un nivel umbral. La diferencia en frecuencia entre la luz de entrada y la luz Stokes generada se llama desplazamiento Brillouin, el cual es igual a la frecuencia del fonón acústico. Se puede describir la SBS como una interacción de tres ondas entre la onda luminosa de entrada, la onda luminosa Stokes y la onda acústica. En las fibras ópticas, la SBS sólo se observa en dirección contraria a la dirección de propagación de la luz, ya que el

desplazamiento Brillouin en la dirección de propagación es cero. El desplazamiento Brillouin viene dado por la siguiente ecuación [Aok88]:

$$\nu_B = \frac{2n_0\nu_B}{\lambda} \quad (\text{Ecuación 5.1})$$

Donde n_0 es el índice de refracción de la fibra, ν_B es la velocidad de las ondas sonoras y λ es la longitud de onda de la señal de entrada. Para una $\lambda = 1,3 \mu\text{m}$ en fibras de núcleo fundido, ν_B es aproximadamente 13 GHz.

Como ya he mencionado anteriormente, cuando se produce la SBS, la mayor parte de la luz de entrada se refleja hacia el extremo transmisor de la fibra. Esto se traduce en una atenuación muy grande de la potencia de entrada que se inyecta debido a la transferencia de potencia a la onda Stokes que viaja en sentido contrario. Por esta razón, la potencia de entrada en fibra debe mantenerse por debajo del umbral SBS, el cual indica los límites en la potencia de entrada en los sistemas de comunicaciones ópticas.

El umbral SBS para una señal óptica sin modular se calcula utilizando unas ecuaciones de intensidad para estado estacionario. De acuerdo con estas ecuaciones, el umbral SBS para luz sin modular, P_{CW} , se escribe como [Aok88]:

$$P_{CW} = 21 \frac{A_e K}{g_B L_e} \quad \text{donde} \quad L_e = \frac{1 - e^{-\alpha l}}{\alpha} \quad (\text{Ecuación 5.2})$$

Siendo L_e la longitud efectiva de interacción, A_e el área efectiva del núcleo de la fibra, α el coeficiente de atenuación de la fibra (m^{-1}), l la longitud de la fibra, K el factor de polarización entre la señal de entrada y la señal Stokes ($1 \leq K \leq 2$) y g_B el coeficiente Brillouin máximo de ganancia ($= 4,6 \cdot 10^{-11} \text{ m/W}$). Para fibras monomodo convencionales el coeficiente de polarización K es igual a 2.

El ancho de banda Brillouin espontáneo es muy estrecho, llegando a ser menor de 100 MHz. Además, el umbral SBS depende fuertemente del ancho de línea de la señal de entrada, con lo que la Ecuación 5.2 sólo es válida para señales con ancho de línea estrecho y siendo $\Delta\nu_P \ll \Delta\nu_B$, donde $\Delta\nu_P$ es el ancho de línea de la señal luminosa de entrada y $\Delta\nu_B$ es el ancho de banda Brillouin espontáneo. Para luz sin modular con $\Delta\nu_P > \Delta\nu_B$, el umbral SBS viene dado por la siguiente ecuación [Aok88]:

$$P_{CW} = 21 \frac{A_e K}{g_B L_e} \frac{\Delta\nu_P \otimes \Delta\nu_B}{\Delta\nu_B} \quad (\text{Ecuación 5.3})$$

Aquí, el símbolo \otimes significa la convolución del ancho de línea de la señal de entrada con el ancho de banda Brillouin; para perfiles gaussianos, $\Delta\nu_P \otimes \Delta\nu_B = (\Delta\nu_P^2 + \Delta\nu_B^2)^{1/2}$ y para perfiles lorentzianos, $\Delta\nu_P \otimes \Delta\nu_B = \Delta\nu_P + \Delta\nu_B$. Hay que fijarse en que la Ecuación 5.3 se reduce a la Ecuación 5.2 cuando $\Delta\nu_P \ll \Delta\nu_B$.

En estas ecuaciones se considera que el ancho de banda espontáneo Brillouin $\Delta\nu_B$ para el sílice es aproximadamente 22 MHz para una longitud de onda $\lambda = 1,3 \mu\text{m}$, y varía según $1/\lambda^2$. Sin embargo, el ancho de banda Brillouin para fibras de sílice con núcleo dopado se ensancha hasta unos 100 MHz, probablemente debido a la variación de la concentración de la sustancia

dopante a lo largo de la longitud de la fibra. Por tanto, de aquí en adelante se asume que el ancho de banda Brillouin es aproximadamente igual a 100 MHz en el rango de longitudes de onda de 1,3 a 1,6 μm .

La **Figura 5.1** muestra el umbral SBS calculado teóricamente utilizando la **Ecuación 5.1** para luz sin modular de ancho de línea estrecho en función de la longitud de la fibra para distintas pérdidas en fibra. Asumimos que el coeficiente de polarización K es 2 y que el diámetro del núcleo es 11,5 μm . Se puede observar que el umbral SBS decrece según aumenta la longitud de la fibra hasta aproximadamente 50 km, y entonces alcanza asintóticamente un valor constante. Esto sucede porque la longitud efectiva de interacción L_e es $1/\alpha$ para fibras largas. Para una fibra con unas pérdidas de 0,2 dB/km a 1,55 μm y de longitud superior a 50 km, el umbral SBS de potencia es de tan sólo 4 mW. Además, el umbral a 1,3 μm para una fibra monomodo con unas pérdidas de 0,4 dB/km es 8 mW.

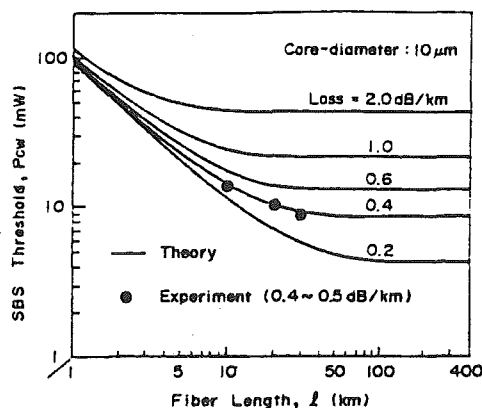


Figura 5.1. Dependencia con la longitud de la fibra del umbral SBS para luz CW sin modular para distintos coeficientes de pérdidas en fibra [Aok88].

Los resultados de un experimento realizado para comprobar la validez de estos resultados se muestran en la **Figura 5.1** mediante puntos negros. Se calcula el umbral SBS con un DFB a 1,3 μm para luz sin modular. Se observa que los resultados experimentales se aproximan bastante a los cálculos teóricos. Además, se ha confirmado que las propiedades de la SBS tales como la eficiencia de conversión de la señal de entrada a la señal Stokes no cambian para anchos de línea de la señal de entrada menores de 15 MHz.

5.2.3. DEPENDENCIA CON LA MODULACIÓN:

En los sistemas actuales de transmisión en fibra, la luz de entrada se modula con objeto de transportar información. En este apartado se muestran los análisis teóricos de la SBS cuando se inyecta luz modulada en fibra, para observar la dependencia del umbral SBS con la modulación de la señal óptica. Se consideran tres clases de esquemas binarios de modulación usados en sistemas coherentes de comunicaciones ópticas: ASK, FSK y PSK. En primer lugar, se va a estudiar qué sucede con el umbral SBS cuando se usa un patrón

fijo de modulación (1010...) para después pasar a analizar el caso en que se utilice un patrón aleatorio.

5.2.3.1. MODULACIÓN CON UN PATRÓN FIJO:

Se analiza un caso en el que la luz de entrada presenta una modulación ASK, FSK o PSK según un patrón fijo (1010...) con un formato NRZ (*Nonreturn-To-Zero*) y una densidad de muestreo de 0,5. Las formas de onda y los espectros en frecuencia se muestran en la **Figura 5.2**, en comparación con los de la luz sin modular. En la modulación ASK, la luz de entrada se modula totalmente en amplitud. En la modulación FSK, la frecuencia óptica se cambia alternativamente, donde una de las dos frecuencias significa "1" y la otra "0". En la modulación PSK, la fase de la señal óptica de entrada se desplaza alternativamente del dato "1" al "0". Aquí, el desplazamiento en fase de la modulación PSK es de π radianes, como en la mayoría de los sistemas PSK; el "1" se transmite desfasando π radianes la señal óptica, mientras que el "0" se transmite manteniendo la fase óptica inalterada. Aquí, T es el ancho del pulso NRZ, B es el régimen binario y ΔF es la desviación en frecuencia de la modulación FSK. Hay que fijarse en que para pulsos NRZ, la frecuencia fundamental de modulación f_m es la mitad del régimen binario, es decir, $f_m = B/2 = 1/(2T)$ [Aok88].

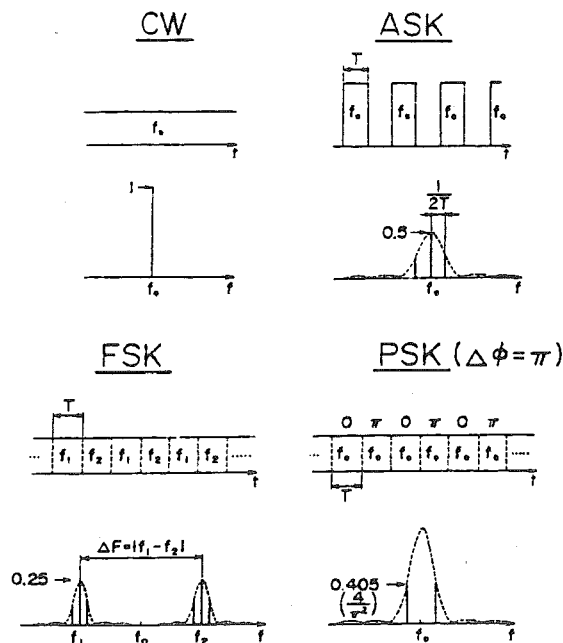


Figura 5.2. Formas de onda y espectros en frecuencia para señales CW sin modular y señales moduladas ASK, FSK y PSK según un patrón fijo [Aok88].

Estas señales de entrada moduladas según un patrón fijo se pueden representar mediante un sumatorio de señales sin modular con amplitudes y frecuencias como las mostradas en la **Figura 5.2**. Por tanto, la señal óptica de entrada y la señal Stokes en fibra se expresan de la siguiente manera [Aok88]:

$$E_p(z,t) = \frac{1}{2} \sum_n E_{pn}(z) e^{i(\omega_{pn}t - k_{pn}z)} + c.c.$$

$$E_s(z,t) = \frac{1}{2} \sum_n E_{sn}(z) e^{i(\omega_{sn}t - k_{sn}z)} + c.c. \quad (\text{Ecuación 5.4})$$

donde $\omega_{pn+1} - \omega_{pn} = \Omega$

En esta ecuación, $\omega_{pn, sn}$ y $k_{pn, sn}$ son, respectivamente, la frecuencia angular y el número de onda de cada componente en frecuencia de las ondas de entrada y Stokes, y Ω es la frecuencia angular fundamental de la modulación. El campo eléctrico total $E(z,t) = E_p(z,t) + E_s(z,t)$ satisface la ecuación de onda [Aok88]:

$$\frac{\partial^2 E}{\partial z^2} - \frac{n_0^2}{c^2} \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} - \frac{\alpha n_0}{c} \frac{\partial E}{\partial t} = \frac{4\pi}{c^2} \frac{\partial^2 P^{NL}}{\partial t^2} \quad (\text{Ecuación 5.5})$$

Donde n_0 es el índice de refracción de la fibra y α es el coeficiente de atenuación en potencia, los cuales son iguales para todos los componentes de la señal óptica de entrada y de la señal Stokes ya que las diferencias en frecuencia entre los diferentes modos son pequeñas. La polarización no lineal P^{NL} para el proceso SBS viene dada por la siguiente ecuación [Aok88]:

$$P^{NL}(z,t) = \frac{\gamma_e}{4\pi\rho_0} \rho(z,t) E(z,t) \quad (\text{Ecuación 5.6})$$

Donde $\rho(z,t)$ representa los fonones acústicos o desviación del valor de equilibrio ρ_0 en la densidad del material, y r_e es el coeficiente electrostático de acoplamiento. Los fonones acústicos, $\rho(z,t)$, se pueden expresar de la siguiente manera [Aok88]:

$$\rho(z,t) = \frac{1}{2} Q(z) e^{i(\omega_B t - k_B z)} + c.c. \quad (\text{Ecuación 5.7})$$

Los fonones acústicos se describen mediante la siguiente ecuación [Aok88]:

$$-\frac{\partial^2 \rho}{\partial t^2} + \frac{\Gamma_B}{k_B^2} \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{\partial^2 \rho}{\partial z^2} \right) + v_B^2 \left(\frac{\partial^2 \rho}{\partial z^2} \right) = \frac{r_e}{8\pi} \frac{\partial^2 E^2}{\partial z^2} \quad (\text{Ecuación 5.8})$$

Donde $\Gamma_B = 2\pi\Delta\nu_B$, que se relaciona con el tiempo de vida de los fonones acústicos según la ecuación $\tau_B = 1/\Gamma_B$.

Las expresiones que presentan a continuación son las ecuaciones de intensidad que describen la evolución de cada componente en frecuencia de las ondas ópticas de entrada y de Stokes en fibra, obtenidas al sustituir la Ecuación 5.4 y la Ecuación 5.7 en la Ecuación 5.5 y en la Ecuación 5.8. En estas ecuaciones, Δk_{mn} representa la diferencia en la velocidad de grupo entre los diferentes componentes en frecuencia. Se supone que tanto la frecuencia fundamental de modulación como la desviación en frecuencia son mayores que

el ancho de banda espontáneo de Brillouin, es decir, $f_m > \Delta\nu_B$ y $\Delta F > \Delta\nu_B$. Bajo estas condiciones, los términos no resonantes de la polarización no lineal se desprecian.

$$-\frac{dI_{sn}(z)}{dz} + \alpha I_{sn}(z) = g_B I_{pn}(z) I_{sn}(z) + \frac{g_B}{4} E_{pn}(z) E_{sn}^*(z) \left[\sum_{m \neq n} E_{pm}^*(z) E_{sm}(z) \cos(\Delta k_{mn} z) \right]$$

$$\frac{dI_{pn}(z)}{dz} + \alpha I_{pn}(z) = -g_B I_{pn}(z) I_{sn}(z) + \frac{g_B}{4} E_{pn}^*(z) E_{sn}(z) \left[\sum_{m \neq n} E_{pm}(z) E_{sm}^*(z) \cos(\Delta k_{mn} z) \right]$$

donde $\Delta k_{mn} = (m - n) \left(\frac{1}{v_p} + \frac{1}{v_s} \right) \Omega$

$$I_{pn} = \frac{cn_0}{8\pi} |E_{pn}(z)|^2 \quad (\text{Ecuación 5.9})$$

$$I_{sn} = \frac{cn_0}{8\pi} |E_{sn}(z)|^2$$

y el coeficiente Brillouin de ganancia viene dado por

$$g_B = \frac{\omega_s^2 \gamma_e^2}{c^3 n_0 \rho_0 \Gamma_B}$$

En la **Ecuación 5.9**, los segundos términos a la derecha oscilan a lo largo de la fibra con un período $Z_0 = 2\pi/\Delta k_{mn}$. El período de oscilación es del orden de varios metros para frecuencias fundamentales de oscilación mayores de 100 MHz; por ejemplo, if $f_m > 100$ MHz, $Z_0 < 6$ m. Por lo tanto, para una fibra multikilómetro de bajas pérdidas, el segundo término se desprecia ya que su ganancia media desaparece. Entonces la **Ecuación 5.9** se simplifica y queda que [Aok88]:

$$-\frac{dI_{sn}(z)}{dz} + \alpha I_{sn}(z) = g_B I_{pn}(z) I_{sn}(z)$$

$$\frac{dI_{pn}(z)}{dz} + \alpha I_{pn}(z) = -g_B I_{pn}(z) I_{sn}(z) \quad (\text{Ecuación 5.10})$$

Estas ecuaciones expresan la evolución a lo largo de la fibra de cada componente en frecuencia de las ondas Stokes e inyectada, I_{sn} e I_{pn} , respectivamente. Evidentemente, no hay términos cruzados entre los diferentes componentes en frecuencia. En realidad, las ecuaciones anteriores son las mismas que las utilizadas para el análisis estacionario, excepto por el sufijo n. Esto indica que cada componente en frecuencia de la señal de entrada inyectada induce su correspondiente ganancia Brillouin en una fibra multikilómetro monomodo, con aproximadamente el mismo desplazamiento Brillouin para cada pareja de ondas inyectada y Stokes. En otras palabras, la onda Stokes o el efecto de la SBS para cada línea de entrada se refuerza independientemente, y el espectro total replica el espectro de la señal óptica inyectada de entrada.

Basándonos en el análisis anterior, podemos calcular los umbrales SBS para patrones fijos de modulaciones ASK, FSK y PSK de la señal de entrada:

como muestra la **Figura 5.2**, el componente en frecuencia mayor para una modulación ASK es la mitad que el de la luz sin modular. Para una modulación FSK, es 1/4, y para una PSK, es 1/2,5. Si la frecuencia fundamental de modulación es mayor que el ancho de banda espontáneo de Brillouin, lo cual es cierto para regímenes binarios de órdenes superiores a los centenares de megabits por segundo, entonces cada componente en frecuencia de la señal de entrada actúa independientemente, como se menciona anteriormente. Por lo tanto, la ganancia máxima Brillouin inducida en la fibra se reducirá según los valores descritos al comienzo del párrafo. Definimos el umbral SBS para luz modulada como el nivel de potencia al cual el componente en frecuencia mayor de la señal de entrada modulada alcanza dicho umbral SBS. En el caso de una modulación ASK, el componente en frecuencia más grande es el mismo que para luz sin modular cuando la potencia es dos veces mayor. Luego el umbral SBS para luz modulada ASK será dos veces mayor que para luz no modulada. Siguiendo el mismo argumento, los umbrales SBS para modulaciones FSK y PSK serán 4 y 2,5 veces mayores, respectivamente, que para una señal óptica sin modular. En nuestro ejemplo, como puede apreciarse en la **Figura 5.1**, el umbral SBS para luz no modulada es aproximadamente 4 mW para una fibra monomodo con unas pérdidas de 0,2 dB/km a una longitud de onda de 1,55 μm . Por tanto, el umbral SBS para luz modulada según un patrón fijo ASK sería 8 mW. Las potencias máximas de entrada para fibras monomodo en sistemas coherentes de comunicaciones a larga distancia se resumen en la **Tabla 5.1**.

TABLA 5.1
UMBRALES SBS PARA SEÑALES ÓPTICAS MODULADAS SEGÚN
PATRONES FIJOS ASK, FSK Y PSK EN UNA FIBRA MONOMODO
(Régimen binario superior a 100 Mbps. Pérdidas en fibra iguales a 0,2
dB/km para 1,55 μm y 0,4 dB/km para 1,3 μm)

	1,3 μm	1,55 μm
ASK	16 mW	8 mW
FSK ($\Delta F > \Delta \nu_B$)	32 mW	16 mW
PSK ($\Delta \phi > \pi$)	20 mW	10 mW

Si la frecuencia de modulación es menor que el ancho de banda espontáneo Brillouin, el umbral SBS es aproximadamente el mismo que para una señal óptica sin modular, ya que los componentes adyacentes en frecuencia de la señal caen dentro del ancho de banda Brillouin [Aok88].

5.2.3.2. MODULACIÓN CON UN PATRÓN ALEATORIO:

A continuación se calcula el umbral SBS para señales moduladas de entrada con un patrón aleatorio ASK, FSK y PSK, en vez de un simple patrón fijo. Estas consideraciones son importantes ya que una modulación según un patrón aleatorio se aproxima mucho a los esquemas de modulación usados en la práctica.

En el caso de modulaciones con patrones aleatorios, no podemos expresar las ondas inyectadas de entrada y de Stokes como un sumatorio de componentes discretos en frecuencia. Por tanto, el análisis realizado en el apartado anterior no se puede aplicar en este caso. Una aproximación válida

sería resolver directamente en el dominio del tiempo la **Ecuación 5.5** y la **Ecuación 5.8**. Pero resultaría muy complicado debido a la longitud y complejidad de los cálculos. Sin embargo, podemos solventar esta dificultad sin más que considerar la siguiente hipótesis, razonable para interacciones en fibras de bajas pérdidas y gran longitud. Ésta consiste en que en un proceso SBS, la onda generada Stokes se propaga en sentido contrario a la onda inyectada, y por tanto, la onda Stokes experimenta la potencia inyectada promediada en el tiempo (\bar{P}). Por lo tanto, podemos considerar la señal de entrada modulada según un patrón aleatorio equivalente a una luz sin modular que tenga un espectro ensanchado igual al de la modulación de patrón aleatorio.

En la **Figura 5.3** vemos los espectros en frecuencia de señales moduladas ASK, FSK y PSK con patrones aleatorios y densidad de muestreo de 0,5. El espectro en frecuencia de una señal modulada ASK con patrón aleatorio se expresa como [Aok88]:

$$W_A(f) = \frac{T}{2} \text{sinc}^2[(f - f_0)T] + \frac{1}{2} \delta(f - f_0) \quad (\text{Ecuación 5.11})$$

Donde $\delta(f-f_0)$ representa la función delta de Dirac, la cual es igual a uno cuando $f = f_0$ y a cero en el resto. La luz modulada FSK se puede representar como la superposición de dos señales moduladas ASK con frecuencias de portadora f_1 y f_2 , respectivamente. Por tanto, el espectro en frecuencia para una señal FSK modulada con un patrón aleatorio se puede escribir como [Aok88]:

$$W_F(f) = \frac{T}{4} \text{sinc}^2[(f - f_1)T] + \frac{1}{4} \delta(f - f_1) + \frac{T}{4} \text{sinc}^2[(f - f_2)T] + \frac{1}{4} \delta(f - f_2) \quad (\text{Ecuación 5.12})$$

Además, el espectro en frecuencia para una señal modulada PSK con patrón aleatorio y desplazamiento en fase igual a π , se expresa como [Aok88]:

$$W_P(f) = T \text{sinc}^2[(f - f_0)T] \quad (\text{Ecuación 5.13})$$

De la **Figura 5.2** y de la **Figura 5.3**, podemos observar que el componente más grande en frecuencia para una señal aleatoria modulada ASK es prácticamente igual al de una modulación con un patrón fijo. Por tanto, el umbral SBS se mantendrá igual. Por la misma razón, el umbral SBS para una modulación FSK será el mismo para los dos casos. Al contrario que para una modulación con patrón fijo, el pico espectral para una señal aleatoria PSK es T , donde T es el ancho del pulso NRZ, mientras que la anchura espectral PSK es aproximadamente igual al régimen binario B cuando se modula según un patrón fijo. Por lo tanto, como ya se ha mencionado, podemos tratar una señal modulada PSK como si fuera una señal sin modular con un ancho de línea B . Luego podemos aproximar el umbral SBS para una señal aleatoria PSK a partir de la **Ecuación 5.3**:

$$P_{PSK} \cong P_{CW} \frac{B + \Delta\nu_B}{\Delta\nu_B} \quad (\text{Ecuación 5.14})$$

Donde el espectro PSK se aproxima a un perfil lorentziano. Esto implica que, en el caso de una señal aleatoria modulada PSK con un desplazamiento en fase igual a π , el umbral SBS se incrementa en la misma medida que el régimen binario, al contrario que para las modulaciones ASK y FSK [Aok88].

Debemos señalar que, incluso en un sistema actual, se puede dar un patrón binario similar al patrón fijo estudiado (1010...). El tiempo de interacción hacia atrás en fibra es aproximadamente igual al tiempo de propagación de la luz en la longitud efectiva de la fibra, es decir, sobre 1 ms. Si durante unos pocos milisegundos se da un patrón quasi-fijo, se producirá dispersión estimulada de Brillouin en el nivel más bajo de potencia de entrada.

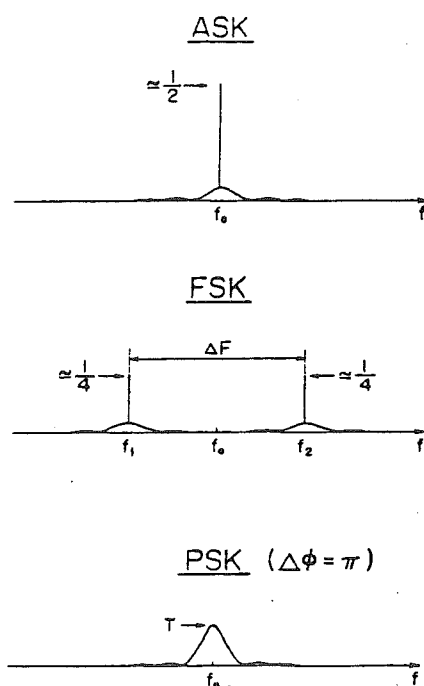


Figura 5.3. Espectros en frecuencia promediados en el tiempo de señales moduladas ASK, FSK y PSK con un patrón aleatorio [Aok88].

5.2.4. RESULTADOS EXPERIMENTALES:

En la sección anterior, se ha examinado teóricamente las propiedades de la SBS con inyección de luz modulada. Ya que el umbral SBS es inversamente proporcional a la ganancia Brillouin en decibelios inducida en la fibra, las predicciones teóricas se pueden comprobar mediante una medida de la ganancia Brillouin. En esta sección, se presentan los resultados experimentales de la ganancia Brillouin y de las medidas de la SBS para señales ópticas moduladas FSK y PSK [Aok88].

La Figura 5.4 muestra el montaje experimental para medir la ganancia Brillouin inducida por una señal modulada FSK. La fibra usada es una fibra monomodo de 30 km de longitud con un diámetro de núcleo de 10 μm . Sus pérdidas a una longitud de onda de 1,3 μm son 0,46 dB/km. Esta fibra es la misma que la usada en el experimento con luz CW sin modular. Los láseres

bomba y sonda son diodos láser DFB-DC-PBH a una longitud de onda de 1,3 μm . Los anchos de línea de ambos láseres operando bajo luz CW son menores de 20 MHz, que están suficientemente por debajo del ancho de banda espontáneo Brillouin: el ancho de banda observado experimentalmente es de 100 MHz. Ambos láseres se instalan en habitaciones con temperatura controlada para estabilizar y controlar las frecuencias de laseado. El láser bomba se modula directamente FSK con pulsos NRZ con una densidad de muestreo de 0,5. La frecuencia del láser sonda se fija inicialmente aproximadamente 13 GHz por debajo de la frecuencia del láser bomba, más o menos igual al desplazamiento Brillouin. Las medidas de la ganancia Brillouin se realizan entonces escaneando la frecuencia del láser sonda. Experimentos similares se llevan a cabo también con luz modulada PSK. En este caso, el láser bomba opera con luz CW (onda continua) sin modular, y la salida se modula según un formato PSK mediante un modulador externo de fase de LiNbO_3 (niobato de litio).

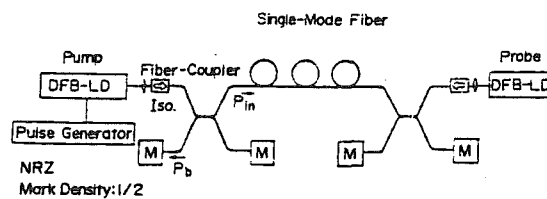


Figura 5.4. Montaje experimental para medir la ganancia Brillouin con luz modulada FSK. M es un medidor de potencia óptica o un interferómetro Fabry-Perot de escaneo con un rango espectral de 3 GHz [Aok88].

La Figura 5.5 muestra las medidas de la ganancia Brillouin para luz modulada FSK según un patrón fijo (1010...) para varias desviaciones en frecuencia. Aquí, la potencia óptica de entrada en fibra es igual a 5 mW y el régimen binario se fija a 200 Mbps (NRZ). La ganancia pico es de 12,8 dB para luz CW sin modular, y el ancho de banda observado de ganancia Brillouin es de aproximadamente 100 MHz. Aquí, se observa que el espectro de ganancia CW tiene dos picos. En la Figura 5.5 se ve que la ganancia Brillouin disminuye según aumenta la desviación en frecuencia. Cuando la desviación en frecuencia se incrementa de forma que supera el ancho de banda Brillouin, $\Delta F > \nu_B$, sin embargo, la ganancia pico se vuelve independiente de la desviación en frecuencia, y los espectros de ganancia se parecen bastante a los de la señal FSK bomba, como predice la teoría. La ganancia pico se reduce de 12,8 dB a 4,3 dB mediante una modulación FSK con $\Delta F > \nu_B$. Por tanto, la relación de la ganancia FSK con la ganancia CW es de un tercio, mientras que la teoría predecía un cuarto. Esta pequeña discrepancia entre teoría y práctica se debe probablemente a que el régimen binario de 200 Mbps (frecuencia fundamental de modulación = 100 MHz) no es lo suficientemente más grande que el ancho de banda de ganancia Brillouin. Es decir, las ganancias Brillouin inducidas por cada banda lateral no están completamente separadas unas de otras. En realidad, al realizar el mismo experimento pero con un mayor régimen binario de 400 Mbps, la reducción en ganancia es de aproximadamente un cuarto, lo que concuerda con la teoría [Aok88].

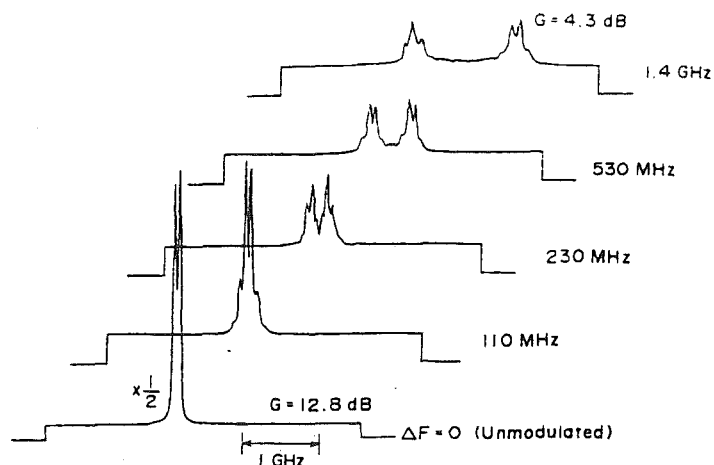


Figura 5.5. Espectros de ganancia Brillouin para luz modulada FSK, para varias desviaciones de frecuencia. El régimen binario es de 200 Mbps y la potencia de entrada es de 5 mW [Aok88].

La ganancia Brillouin medida para una señal óptica modulada PSK con un patrón fijo (1010...) a 400 Mbps con un desplazamiento π de fase se muestra en la Figura 5.6. En este caso, la potencia de entrada en fibra es de 2,5 mW. Se observa que la ganancia SBS para la señal bomba PSK replica el espectro de la propia señal PSK. Además, la ganancia PSK para la relación de ganancia CW es 1/2,5 (2,7/6,6 dB), que está bastante de acuerdo con las predicción teórica. Por tanto, los umbrales SBS para señales moduladas FSK y PSK con patrones fijos son 4 y 2,5 veces mayores que para luz CW sin modular, respectivamente.

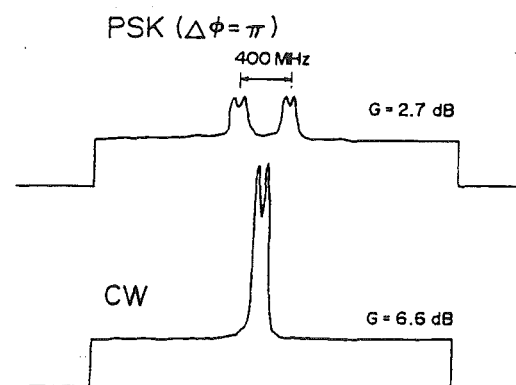


Figura 5.6. Espectros medidos de ganancia Brillouin para señales ópticas sin modular y modulada PSK con patrón fijo. El régimen binario es de 400 Mbps y el desplazamiento de fase es π . La potencia de entrada es de 2,7 mW [Aok88].

Además, se ha evaluado la ganancia Brillouin para modulación con patrón pseudoaleatorio (p-n) de $2^{15} - 1$ bits de longitud. En caso de patrón p-n de modulación FSK, se ve que la ganancia SBS disminuye de forma importante según aumenta la desviación en frecuencia. Una reducción en ganancia semejante se debe probablemente a las características de la modulación

directa en frecuencia del diodo láser DFB, que causa un gran ensanchamiento espectral inesperado en el espectro de la luz modulada FSK.

Por otra parte, el modulador externo de fase de LiNbO_3 (niobato de litio) muestra una respuesta uniforme en frecuencia por encima de los 4 GHz. Por tanto, en caso de tener una modulación PSK, se puede medir la ganancia Brillouin con una modulación de patrón pseudoaleatorio aproximadamente ideal. La **Figura 5.7** muestra las ganancias Brillouin medidas con luz modulada PSK de patrón p-n para varios regímenes binarios. Para un régimen binario por debajo de los 100 MHz, la ganancia Brillouin es casi la misma que para luz CW sin modular. Como predice la teoría, la ganancia pico Brillouin se ve que disminuye según aumenta el régimen binario por encima de los 100 MHz. La dependencia de la ganancia pico Brillouin con el régimen binario se muestra en la **Figura 5.8**. La curva teórica se obtiene de la **Ecuación 5.14** sustituyendo la potencia umbral por $1/\text{ganancia}$. Aquí, se asume que $\Delta\nu_B = 100$ MHz, basándose en observaciones experimentales. Los resultados de los experimentos coinciden bastante bien con los cálculos teóricos realizados. Esto indica que, en caso de modulación PSK, el umbral SBS para una modulación con patrón aleatorio se puede aumentar sin más que incrementar los regímenes binarios.

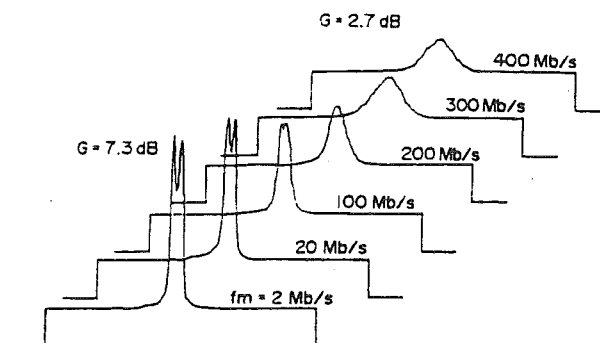


Figura 5.7. Medidas de la ganancia Brillouin para luz modulada PSK con patrón p-n [Aok88].

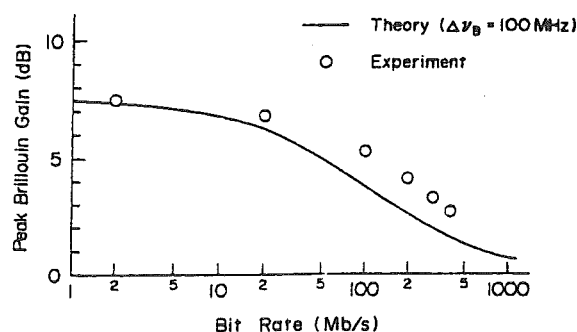


Figura 5.8. Dependencia con el régimen binario de la ganancia pico Brillouin para luz modulada PSK con patrón p-n [Aok88].

En el siguiente experimento, se miden directamente las características de la SBS, fortalecida gracias a la emisión espontánea, bajo modulación FSK. Para realizar estas medidas, se quita el láser sonda.

En la primera medida, el régimen binario se fija a 400 Mbps y la potencia de entrada en fibra a 24 mW. Esta potencia de entrada está alrededor de 2,8

veces por encima de la potencia umbral para luz CW sin modular. La **Figura 5.9** muestra los espectros típicos Fabry-Perot de la potencia P_b hacia atrás con varias desviaciones en frecuencia. Aquí, el rango espectral libre del interferómetro Fabry-Perot es de 3 GHz. La entrada y los espectros SBS están separados por cuatro órdenes interferométricos del Fabry-Perot. Por lo tanto, la diferencia real en frecuencia es de 13 GHz, que es igual al desplazamiento Brillouin a una longitud de onda de $1,3 \mu\text{m}$. En la **Figura 5.9**, la desviación en frecuencia aumenta desde la parte de arriba hacia abajo. Como se puede ver claramente en esta figura, la SBS disminuye drásticamente según aumenta la desviación en frecuencia. Para desviaciones en frecuencia por encima de 350 MHz, la SBS se puede reducir a niveles por debajo de $1 \mu\text{W}$ (-30 dBm). Estas observaciones son consistentes con la predicción teórica para $f_m > \Delta\nu_B$ y $\Delta F > \Delta\nu_B$ descrita anteriormente, ya que el umbral SBS en este caso es teóricamente cuatro veces mayor que el umbral para luz CW sin modular.

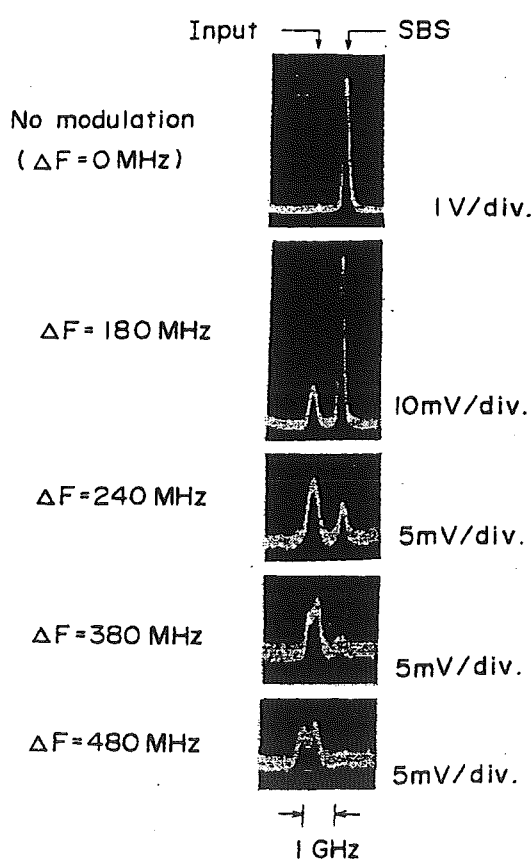


Figura 5.9. Supresión de la SBS mediante modulación directa FSK con patrón p-n de un diodo láser DFB. El régimen binario es de 400 Mbps y la potencia de entrada es de 24 mW, aproximadamente 2,8 veces mayor que el umbral para luz sin modular [Aok88].

Si el régimen binario es comparable o menor que el ancho de banda espontáneo de Brillouin, el umbral SBS es el mismo o dos veces mayor que para luz CW sin modular, dependiendo de la desviación en frecuencia. Para investigar este punto, se fija el régimen binario a 1 Mbps. La **Figura 5.10** muestra los resultados medidos. Se observa de nuevo que la SBS se elimina de forma efectiva, a medida que la desviación en frecuencia exceda los 350 MHz. Esta supresión de la SBS se puede explicar considerando las características de la modulación en frecuencia del diodo láser (LD).

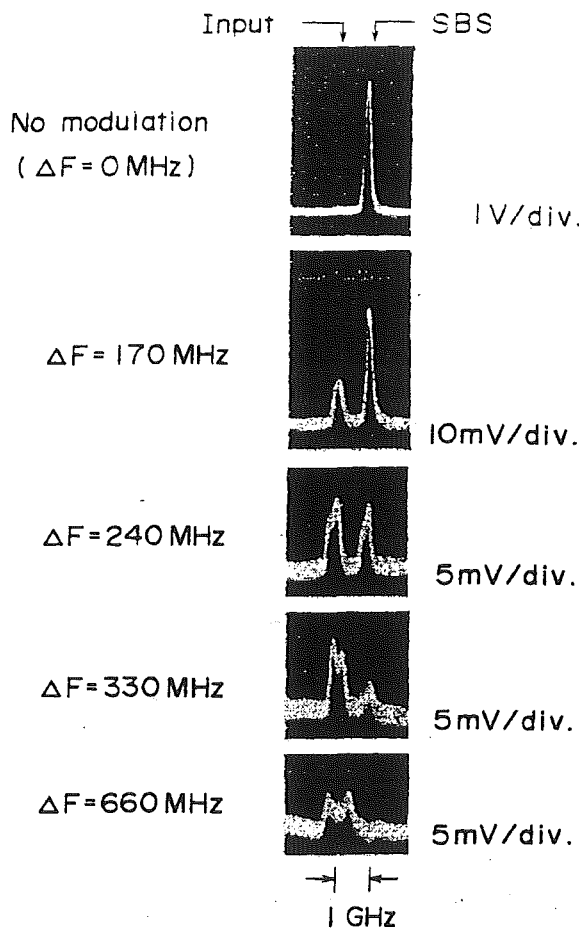


Figura 5.10. Igual que la **Figura 5.9**, pero el régimen binario se reduce a 1 Mbps. Ver el texto para las razones de la supresión de la SBS [Aok88].

El láser DFB usado tiene características no-uniformes de modulación directa en frecuencia: con el aumento de la frecuencia de modulación, la respuesta de la modulación en frecuencia (FM) disminuye hasta ~ 1 MHz, en donde la respuesta FM se vuelve mínima. Para un incremento adicional en la frecuencia de modulación, la respuesta FM empieza a crecer. La respuesta FM es casi plana por encima de una frecuencia de modulación de 100 MHz. Debido a semejante respuesta FM no-uniforme, se obtiene una modulación directa FSK bastante pobre con un régimen binario por debajo de 50 Mbps. Por ejemplo, en la **Figura 5.11** se muestran los espectros en frecuencia de una luz modulada FSK según un patrón fijo (1010...). Se observa claramente en esta figura que el espectro se ensancha según aumenta la desviación en frecuencia, y el pico espectral se reduce más que en el caso de modulación ideal (comparar con **Figura 5.2**). Por tanto, la supresión de la SBS para un régimen binario menor se puede atribuir al gran ensanchamiento espectral junto con la modulación directa FSK del láser DFB. Un ensanchamiento en frecuencia semejante se observa también en luz modulada FSK según un patrón pseudoaleatorio a cualquier régimen binario dentro del rango experimental de $0,5 \text{ Mbps} < B < 400 \text{ Mbps}$, porque la modulación de patrón p-n contiene componentes de baja frecuencia. Por lo tanto, el ensanchamiento en frecuencia contribuye a la supresión de la SBS para un régimen binario de 400 Mbps con una desviación grande en frecuencia, como muestra la **Figura 5.9**. Además, la gran reducción en ganancia FSK en una modulación de patrón p-n mencionada

anteriormente se debe igualmente a la extensión del espectro. Sin embargo, en caso de tener una modulación de patrón fijo (1010...) a regímenes binarios por encima de 100 Mbps, el espectro de la luz modulada FSK es casi igual al del caso ideal de modulación, porque la respuesta FM es casi constante por encima de 100 MHz. Hay que destacar que diodos láser con semejante respuesta FM no-uniforme no son adecuados para sistemas de fibra FSK coherentes.

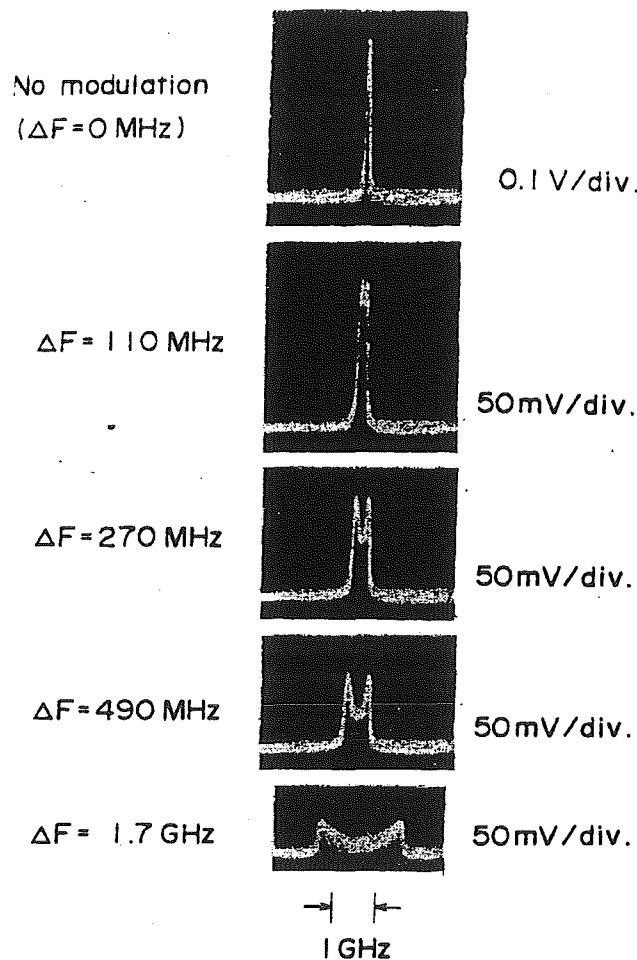


Figura 5.11. Espectros en frecuencia de luz modulada FSK con patrón fijo (1010...) a 1 Mbps [Aok88].

Como se ha mencionado anteriormente, la ganancia SBS para luz modulada FSK según un patrón fijo a 200 Mbps está alrededor de un tercio de la conseguida para luz CW sin modular, visto que se puede detectar SBS con potencias de entrada en fibra mayores de 8 ~ 9 mW (9 ~ 9,5 dBm) para luz CW sin modular. Por tanto, la teoría predice que la SBS es observable con luz modulada FSK según un patrón fijo a partir de 200 Mbps con una potencia no demasiado por encima de 25 mW (≈ 14 dBm). La Figura 5.12 muestra el espectro Fabry-Perot de la señal óptica que viaja hacia atrás con una potencia de entrada de 25,5 mW, la máxima en estos experimentos. Se observa que el efecto de la SBS es débil con este nivel de potencia. El espectro de la SBS generada es claramente una replica de la señal óptica FSK, al igual que ocurre con los perfiles de ganancia. Estos resultados indican que, si se dispone de un

láser DFB de mayor potencia, el efecto de la SBS será mayor para luz modulada FSK.

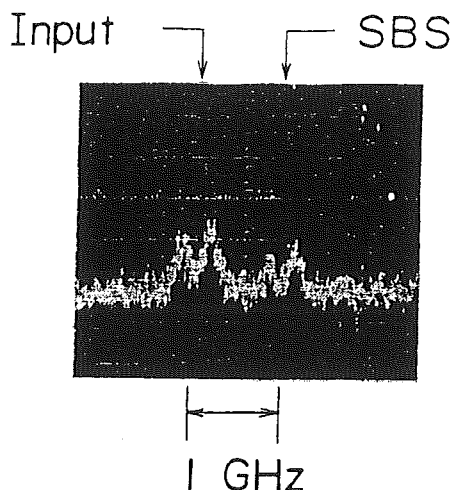


Figura 5.12. Espectro Fabry-Perot de la señal óptica hacia atrás P_b para una potencia bomba FSK de 25,5 mW sin inyección de señal sonda [Aok88].

5.2.5. CONCLUSIONES:

La dispersión estimulada de Brillouin (SBS, *Stimulated Brillouin Scattering*) limita el nivel de potencia óptica que se puede transmitir a través de una fibra monomodo en sistemas ópticos de comunicaciones a larga distancia. En este apartado, se han estudiado las propiedades de la SBS con señales ópticas moduladas ASK, FSK y PSK, para estimar las limitaciones fijadas por la SBS en la potencia de entrada. Se demuestra teóricamente que las máximas potencias de entrada en fibra o umbrales SBS para señales ópticas moduladas ASK, FSK y PSK según un patrón fijo (1010...) pueden ser 2, 4 y 2,5 veces mayores, respectivamente, que el umbral para luz CW sin modular. Se realizan medidas de ganancia SBS con señales FSK y PSK para comprobar las predicciones teóricas. Los resultados experimentales concuerdan bastante bien con la teoría. Por último, también se describe la observación directa del fenómeno de la SBS con inyección de luz modulada FSK [Aok88].

5.3. EFFECTOS DE LA SBS: DIAGRAMA DE OJO

En este apartado se presenta un nuevo y sencillo análisis, que incluye el efecto de la emisión espontánea, de la influencia (dinámica) de la dispersión estimulada de Brillouin (SBS) en el diagrama de ojo detectado en el receptor. Se puede aplicar en principio a los formatos digitales de modulación más comunes tales como ASK (*Amplitude Shift Keying*), FSK (*Frequency Shift Keying*) y PSK (*Phase Shift Keying*). El análisis consiste en el cálculo del desvanecimiento de la potencia de la señal y de la interferencia entre símbolos o IES (en inglés, ISI, *InterSymbol Interference*), causados por el efecto

combinado de la dispersión y la atenuación de la fibra y los efectos no-lineales en dicha fibra tales como la **automodulación de fase o SPM (Self Phase Modulation)** y la **dispersión estimulada de Brillouin o SBS (Stimulated Brillouin Scattering)**. Además, el análisis permite cuantificar la influencia del "dithering" en el umbral SBS. Por último se presentan varios ejemplos numéricos para sistemas a 10 Gbps de dos canales simples con modulación ON-OFF, utilizando moduladores tipo Franz-Keldysh y Mach-Zehnder [Dju00].

5.3.1. INTRODUCCIÓN:

Las propiedades dinámicas de las señales ópticas transmitidas se describen en principio mediante las ecuaciones de Maxwell en el dominio del tiempo, las cuales, usando una formulación en banda base equivalente, nos llevan a una forma modificada de las ecuaciones de Schrödinger. Las ecuaciones tienen una formulación sencilla (teniendo en cuenta la influencia no-lineal de menor orden) para escalas temporales del orden de los picosegundos (10^{-12} segundos) mientras que son más complicadas para escalas temporales del orden de los femtosegundos (10^{-15} segundos). Las propiedades en el dominio del tiempo de la señal óptica recibida se pueden especificar a partir de las soluciones numéricas de las ecuaciones de Schrödinger, por ejemplo observando el diagrama de ojo. Un examen práctico que tenga en cuenta los efectos SPM, XPM, SRS y FWM es en principio directo, porque al propagarse e interactuar al mismo tiempo todas las señales ópticas que se inyectan en la fibra o que se generan en los procesos estimulados, la amplitud y la fase de la señal óptica resultante en un instante dado y en una posición determinada de la fibra, vienen determinadas exclusivamente por las restantes señales en ese determinado instante de tiempo y en esa posición de la fibra. La influencia de la SBS es más complicada porque implica un gran tiempo de interacción relativo al período de bit y debido también a la propagación de la onda estimulada con respecto a la señal, lo cual quiere decir que al evaluar la influencia dinámica de la SBS en el diagrama de ojo debemos tener en cuenta una secuencia de bits lo más grande posible. En el presente apartado se presenta una nueva formulación simplificada del problema de la SBS para aplicaciones con un régimen binario alto, la cual permite una cuantificación de la influencia de la SBS en el diagrama de ojo detectado. Para una mayor claridad, se contempla el caso de un canal simple en la formulación matemática de la ecuación modificada de Schrödinger y en los ejemplos numéricos. Esto quiere decir que no tendremos en cuenta los efectos XPM, SRS y FWM [Dju00].

5.3.2. DISEÑO TEÓRICO:

Para comenzar, se va a considerar una señal CW (*Continuous Wave*) o sin modular, cuando se inyecta una onda coherente en la fibra de transmisión con una frecuencia de portadora (cíclica) ω_c , a la distancia de transmisión $z = 0$ y con una intensidad $I_p(0)$. En realidad, y de forma estricta, se habla de señal láser CW cuando ésta tiene un ancho de línea (causado por el ruido de fase) inferior al ancho de banda SBS, que se sitúa alrededor de los 100 MHz. Por tanto, se puede aplicar esta definición a todas las fuentes láser DFB-LDs

(*Distributed FeedBack Laser Diodes*) que tengan anchos de línea típicos del orden de unos pocos MHz. La propagación de la señal resultante a través de la fibra a la distancia de transmisión $z = L$ se determina mediante dos ecuaciones diferenciales no-lineales. La forma exacta de las ecuaciones depende de los estados de polarización tanto de la señal inyectada como de la señal estimulada (señal Stokes). A continuación, se van a ver las ecuaciones para el caso en que los estados de polarización son los mismos para las dos ondas. Esto representa el peor caso de la descripción de la influencia de la SBS. En la situación anteriormente descrita, esta descripción, sin embargo, representa la situación real en la que se encuentra una instalación de fibra (por ejemplo, cuando el radio de curvatura de la fibra se encuentra muy por encima del rango de los 10 cm). Esto es así porque la mayor interacción entre la onda inyectada y la onda Stokes ocurre cerca del extremo transmisor de la fibra (es decir, en una fibra donde la polarización de la onda inyectada es aproximadamente constante). Las ecuaciones son [Dju00]:

$$\begin{cases} \frac{dI_p}{dz} = -\frac{g_B}{A_{eff}} I_p I_s - \alpha I_p - \beta_i I_p \\ \frac{dI_s}{dz} = -\frac{g_B}{A_{eff}} I_p I_s + \alpha I_s - \beta_i I_p \end{cases} \quad (\text{Ecuación 5.15})$$

En esta ecuación, la atenuación de la fibra se describe mediante el parámetro α y el proceso SBS resultante mediante la ganancia g_B (medida con respecto al área efectiva del núcleo A_{eff}) y el factor de emisión espontánea β_i , el cual tiene en cuenta la generación de la señal Stokes a través de la fibra, originada principalmente debido a la dispersión espontánea de Brillouin de ondas acústicas excitadas térmicamente. $I_p(z)$ especifica la intensidad de la señal inyectada en fibra en $z = 0$. $I_s(z)$ describe la onda estimulada generada (onda Stokes), debida al proceso SBS, y que se propaga en sentido contrario a la señal de entrada. Se observa que el término de emisión espontánea en la ecuación de la señal inyectada es despreciable frente a la contribución de la atenuación de la fibra. El término se incluye en la ecuación simplemente para disponer de un modelo matemáticamente consistente. Dicho término de emisión espontánea es más importante en la ecuación de la señal Stokes. Aquí es imprescindible incluirlo para describir el proceso SBS de forma físicamente correcta.

Hay que fijarse que, aunque en la **Ecuación 5.15** no se muestra explícitamente, la frecuencia de portadora de I_s está 11 GHz por debajo de la frecuencia de la onda acústica debido a la conservación del momento en el proceso SBS. La forma de la **Ecuación 5.15** muestra que es posible una solución numérica. Esto permite una implementación numérica directa compatible con la solución (dinámica) de la ecuación de Schrödinger de la señal inyectada [Dju00].

Hay formulaciones del problema más rigurosas basadas en tres ecuaciones diferenciales de primer orden de campo electromagnético para la señal inyectada, la señal estimulada y el campo de la onda acústica. Este modelo es matemáticamente mucho más complicado que la aproximación vista en la ecuación anterior. Esta formulación más rigurosa incluye el efecto de la emisión espontánea, pero requiere datos de entrada separados para el perfil espectral

de ganancia SBS. El factor de emisión espontánea se determina a partir de parámetros conocidos tanto físicos como del material del que está hecha la fibra. Además, este modelo incluye los efectos de la polarización de la señal de entrada. Las ecuaciones diferenciales resultantes nos dan el valor del umbral SBS y especifican el desvanecimiento de la señal de entrada y la generación de la onda Stokes, ambos efectos provocados por el proceso SBS. La solución numérica de las ecuaciones es factible para longitudes máximas de fibra de alrededor de 1 km (que es una longitud corta comparada con las longitudes de interés para el presente problema). Podemos considerar longitudes mayores usando en el modelo la aproximación de longitudes efectivas menores junto con una mayor atenuación de la fibra (que corresponda a la de la fibra actual).

La formulación simplificada, más apropiada para el caso que nos ocupa, no especifica el parámetro de emisión espontánea y no tiene en cuenta los efectos de la polarización, con lo que queda un modelo matemático de onda continua (CW) mucho más sencillo, donde no se necesita especificar ni el umbral SBS ni el ancho de banda SBS como parámetros de entrada (ni ajustar el factor de emisión espontánea para conseguir el umbral SBS seleccionado). Los resultados obtenidos con el modelo simplificado describen el comportamiento SBS típico (desvanecimiento de la señal inyectada y generación de la onda Stokes) de importancia vital para sistemas de comunicaciones ópticas con potencias de entrada por debajo de, alrededor de y por encima del umbral SBS. Además, la formulación analítica (y numérica) es fácil de evaluar para longitudes de transmisión de interés práctico (del orden de los 100 km) y permite una modelización directa del problema dinámico de la SBS [Dju00].

Para utilizar una formulación dinámica tipo Schrödinger para la señal (inyectada) se traslada la **Ecuación 5.15** a un conjunto de ecuaciones diferenciales para las amplitudes de las señales de entrada y Stokes. Se asuma, como paso inicial hacia la formulación en el dominio del tiempo, que la señal viene especificada mediante el espectro en amplitud $A_p(\omega, z)$, donde ω es la frecuencia óptica (cíclica) y el espectro viene dado para una secuencia de bit larga. En la discusión que viene a continuación, se asume que $A_p(\omega, z)$ tiene una componente portadora dominante¹. Además, también se supone que $A_s(z)$ es una señal sin modular o CW (*Continuous Wave*) que tiene una única longitud de onda (desplazada 11 GHz por debajo de la portadora de $A_p(\omega, z)$). Esto nos lleva a que [Dju00]:

¹ Es posible considerar formatos de modulación que lleven a un espectro $A_p(\omega, z)$ con componentes en frecuencia discretos significativos lejos de la portadora (esto sucede, por ejemplo, en la modulación digital FSK con índices de modulación m aproximadamente enteros, $m \approx 1, 2, \dots$). La formulación que se está utilizando se puede modificar para considerar la influencia de la SBS en tales casos. Debido al formato elegido de formulación los picos discretos del espectro $A_p(\omega, z)$ pueden estar ensanchados (esto sucede, por ejemplo, en la modulación digital FSK con índices de modulación $m \approx 0,5, 1,5, \dots$). Para tener esto en cuenta en el efecto global de la SBS, la intensidad efectiva pico se integra a lo largo del ancho de banda SBS (≈ 100 MHz).

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial A_p(\omega, z)}{\partial z} = -\frac{\alpha}{2} A_p(\omega, z) - \frac{g_B}{2A_{eff}} A_p(\omega, z) |A_s(z)|^2 \delta(\omega - \omega_c) - \frac{\beta_i}{2} A_p(\omega, z) \\ \frac{\partial A_s(z)}{\partial z} = \frac{\alpha}{2} A_s(z) - \frac{g_B}{2A_{eff}} |A_p(\omega_c, z)|^2 A_s(z) - \frac{\beta_i |A_p(\omega_c, z)|^2}{2A_s(z)} \end{array} \right. \quad (\text{Ecuación 5.16})$$

Siendo ω_c la frecuencia de portadora.

En la **Ecuación 5.16** se incluye el ancho de banda SBS efectivo, suponiendo que la ganancia SBS sólo afecta a la señal portadora². La forma del término de emisión espontánea de la señal Stokes en la **Ecuación 5.16** muestra que su contribución es tanto más importante cuando la señal Stokes es más débil, es decir, en el caso de que la emisión espontánea inicie la generación de la señal Stokes. En este caso el término debe ser tratado con especial cuidado para evitar posibles inestabilidades cuando se aplique la condición límite (tipo Neuman) de que $A_s(z) \rightarrow 0$ cuando $z \rightarrow L$, donde L es la longitud de la fibra de transmisión [Dju00].

La emisión espontánea es un proceso estocástico que se describe mediante el término $A_p(\omega_c, z)N(z, t)$ en la ecuación en el dominio del tiempo para $A_s(z, t)$. El factor $N(z, t)$ representa las fluctuaciones aleatorias de la densidad. Asumiendo que $N(z, t)$ es una función de ruido Langevin que satisface la relación de correlación $\langle N(z, t)N(z', t) \rangle = \beta_i \delta(z - z')$, la ecuación de $A_s(z, t)$ es consistente con la ecuación de intensidad de la señal Stokes. Sin embargo, para el presente problema es muy importante en términos de tiempo de computación simular una función de ruido Langevin, y por lo tanto, de ahora en adelante se usará la forma determinista de la **Ecuación 5.16**, que se aproxima bastante al comportamiento medio deseado.

Para estudiar el caso general en el dominio del tiempo con un patrón de bit específico (es decir, la primera expresión de la **Ecuación 5.16**), se van a modificar las ecuaciones anteriores utilizando una notación que incluya un nuevo operador general (donde la amplitud de la señal se puede especificar en el dominio del tiempo o de la frecuencia según lo requiera la conveniencia computacional) [Dju00]:

$$\frac{\partial A_p}{\partial z} = (\bar{D} + \bar{N} + \bar{S}) A_p \quad (\text{Ecuación 5.17})$$

Que es una generalización de la representación clásica de la ecuación de onda de Schrödinger. Esta ecuación se da en términos del operador de dispersión \bar{D} , de un operador no lineal de la fibra \bar{N} y de un operador de la SBS \bar{S} . Cada operador actúa uno por uno sobre la señal A_p en la solución numérica de la ecuación. La evaluación se realiza mediante técnicas de transformada de Fourier, usando \bar{D} y \bar{S} en el dominio de la frecuencia y \bar{N} en el dominio del

² Es importante fijarse en que la influencia de la SBS viene totalmente determinada por la amplitud de la portadora resultante. Esto quiere decir, por ejemplo, que al usar una modulación duobinaria, la supresión de la portadora lleva a un aumento significativo del umbral SBS (en términos de potencia media de señal transmitida).

tiempo (para especificar el amortiguamiento de la señal portadora). Las definiciones formales de los operadores son las siguientes [Dju00]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{D} = -\frac{\alpha}{2} - j\left(\frac{\beta_2}{2}\omega^2 + \frac{\beta_3}{6}\omega^3\right) \\ \bar{N} = -j\gamma|A_p|^2 \\ \bar{S} = -\frac{g_B}{2A_{eff}}|A_s(z)|^2\delta(\omega - \omega_c) - \frac{\beta_i}{2} \end{array} \right. \quad (\text{Ecuación 5.18})$$

Donde [Dju00]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \beta_2 = -\frac{D\lambda^2}{2\pi c} \\ \beta_3 = \frac{\lambda^3}{(2\pi c)^2}(\lambda D' + 2D) \\ \gamma = \frac{2\pi n_2}{\lambda A_{eff}} \end{array} \right. \quad (\text{Ecuación 5.19})$$

Donde D es la dispersión de la fibra, D' la pendiente de dispersión, n_2 la parte no-lineal del índice de refracción de la fibra (D, D' y n_2 dados a la longitud de onda de transmisión λ) y c la velocidad de la luz en el vacío³.

En la **Ecuación 5.16**, la potencia del proceso SBS viene dada a través de la intensidad de la señal. Es decir [Dju00]:

$$|A_p|^2 \equiv |F^{-1}\{A_p(\omega, z)\}|^2 \quad (\text{Ecuación 5.20})$$

Donde F^{-1} es la transformada inversa de Fourier.

El espectro en amplitud se especifica tanto para el tipo de modulación empleado como para la secuencia de bit bajo estudio. La formulación general aquí desarrollada, se aplica para formatos generales de modulación tales como las clásicas modulaciones digitales en amplitud (ASK), en frecuencia (FSK) y en fase (PSK). Los ejemplos que vienen a continuación se ciñen al caso de una modulación ASK con un modulador externo tipo Franz-Keldysh y Mach-Zehnder. La secuencia de bit se especifica en forma periódica, usando una secuencia de bit pseudoaleatoria (PRBS, *Pseudo-Random Bit-Sequence*) de longitud $2^N - 1$ bits (donde N es el orden de la secuencia PRBS).

En la solución práctica numérica del problema, el proceso SBS se resuelve inicialmente para una señal CW sin modular, actuando sólo sobre la señal portadora. Las ecuaciones diferenciales que se usan son las siguientes [Dju00]:

³ El operador de dispersión D se da en la forma en que se aplica a las fibras monomodo normales (donde la influencia del parámetro D domina frente al parámetro D') así como a las fibras de dispersión desplazada (con $D \approx 0$, luego la influencia de D' es importante).

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial A_p(\omega_c, z)}{\partial z} = -\frac{\alpha}{2} A_p(\omega_c, z) - \frac{g_B}{2A_{eff}} A_p(\omega_c, z) |A_s(z)|^2 - \frac{\beta_i}{2} A_p(\omega_c, z) \\ \frac{\partial A_s(z)}{\partial z} = \frac{\alpha}{2} A_s(z) - \frac{g_B}{2A_{eff}} |A_p(\omega_c, z)|^2 A_s(z) - \frac{\beta_i |A_p(\omega_c, z)|^2}{2A_s(z)} \end{array} \right. \quad (\text{Ecuación 5.21})$$

Aquí, la solución CW sólo se usa para calcular $I_s(0) \equiv A_s(0)^2$ a partir de un valor dado de la potencia de entrada $I_p(0) \equiv A_p(\omega_c, 0)^2$ (y para un valor de β_i que se determina del procedimiento de calibración de la SBS). La ventaja es que la ecuación diferencial se puede resolver por completo en el dominio de la frecuencia, método mucho más rápido que una aproximación paso a paso. Cuando se ha calculado el valor de $I_s(0)$, usamos la ecuación no-lineal de Schrödinger para $A_p(\omega, z)$ (ver **Ecuación 5.22**) para calcular $A_p(\omega, L)$ (en el extremo de la fibra, es decir, para $L = 50$ km en los ejemplos que se verán más adelante) [Dju00]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial A_p(\omega, z)}{\partial z} = (\bar{D} + \bar{N} + \bar{S}) A_p(\omega, z) \\ \frac{\partial A_s(z)}{\partial z} = \frac{\alpha}{2} A_s(z) - \frac{g_B}{2A_{eff}} |A_p(\omega_c, z)|^2 A_s(z) - \frac{\beta_i |A_p(\omega_c, z)|^2}{2A_s(z)} \end{array} \right. \quad (\text{Ecuación 5.22})$$

Donde se ha tenido en cuenta que sólo la componente portadora de la señal inyectada contribuye a la generación de la señal Stokes.

Un análisis más riguroso (y ambicioso) consiste en la utilización de la ecuación no-lineal de Schrödinger para $A_p(\omega, z)$ incluso en la primera fase en que se calcula $A_s(0)$. Sin embargo, las diferencias entre estos dos métodos son bastante pequeñas para soluciones más reales.

El análisis transitorio de la SBS se puede presentar de forma más rigurosa que el presente en términos de tres ecuaciones diferenciales, una (tipo Schrödinger) para la onda inyectada, una similar para la onda estimulada y una ecuación que describa la onda acústica. Por tanto, las tres ondas, inyectada, estimulada y acústica, se tratan simultáneamente de forma dinámica.

Una solución numérica completa de las tres ecuaciones es extremadamente difícil. Hay un problema importante porque la onda Stokes que se origina a la entrada de la fibra, se genera gracias a que la onda inyectada interactúa con la señal acústica a lo largo de toda la longitud de interacción SBS, es decir, unos 20 km (que corresponde a contribuciones de períodos de bit de 10^5 de la señal a 10 Gbps).

Una formulación dinámica corriente simplifica bastante la evaluación, ya que analiza el principal efecto físico de la SBS, es decir, el amortiguamiento de la señal portadora, evitando la necesidad de una ecuación adicional para la onda acústica, así como una solución en el dominio del tiempo de la evolución dinámica de la señal estimulada [Dju00].

En cuanto a la influencia de posibles bandas laterales discretas adicionales tenemos que, en el caso de modulaciones especiales, el espectro en amplitud puede contener bandas laterales con una potencia superior al umbral SBS. En casos en que las bandas laterales estén más cercanas a la portadora que el

ancho de banda SBS, se deben incluir en la potencia efectiva de portadora a la hora de calcular el desvanecimiento efectivo de la señal portadora. Y en aquellos casos en que las bandas laterales se encuentren separadas por frecuencias mayores que el ancho de banda SBS, cada banda lateral se ve influida por la SBS de forma independiente y el desvanecimiento de la potencia de entrada se debe estudiar de forma separada para cada banda espectral.

Además, se sabe que el efecto de la SBS se puede reducir usando una modulación periódica de la señal portadora con una anchura espectral $\omega_m/(2\pi)$ mayor que el ancho de banda $\omega_B/(2\pi)$ del proceso estimulado de Brillouin (pero mucho menor que el régimen binario). Conceptualmente, este tipo de modulación "dithering" se puede ver como una portadora de tipo Lorentz con una anchura (cíclica) determinada por el parámetro de anchura espectral ω_m . La potencia efectiva de portadora influida por la SBS es $(2/\pi)\arctg(\omega_B/\omega_m)$. El efecto del "dithering" de la portadora se puede incluir en la descripción de las secciones anteriores multiplicando la ganancia g_B en las **Ecuaciones 5.15, 5.16, 5.18 y 5.21** por la cantidad $(2/\pi)\arctg(\omega_B/\omega_m)$ [Dju00].

5.3.3. CONSIDERACIONES DE CALIBRACIÓN:

La calibración del proceso SBS se realiza para el caso de onda continua CW. Se calibra la solución relativa a un umbral SBS para una onda inyectada CW. Dentro del entramado matemático aquí discutido la calibración se realiza para una longitud de fibra total L tal que $I_s(L) = 0$. Esto permite la definición del umbral SBS en potencia mediante el ajuste del parámetro de emisión espontánea β_i . En este apartado, se define la potencia de entrada umbral $I_p(0)$ como aquella para la que la potencia de la señal estimulada a la salida está 10 dB por debajo, es decir, $I_s(0) = 0,1 \cdot I_p(0)$ [Dju00].

En los siguientes ejemplos, se considera un sistema básico con un único canal a 10 Gbps como puede verse en la **Tabla 5.2**. Los parámetros de la fibra y de la dispersión estimulada de Brillouin (SBS) α , D , D' , n_2 , A_{eff} , g_B y ω_B son los típicos para una fibra estándar monomodo mientras que β_i se toma tal que el umbral SBS sea 10 dBm (1 mW), que es un valor típico para estas fibras.

En la **Figura 5.13** se muestra la solución gráfica de la **Ecuación 5.21**, es decir, la potencia inyectada de la señal portadora en función de la distancia de transmisión (líneas continuas) y la potencia de la señal estimulada (líneas de puntos). Las curvas están representadas para potencias CW de entrada de 10, 7, 3 y 0 dBm (10, \approx 5, \approx 2 y 1 mW). En la figura se puede ver que para longitudes de transmisión superiores a 5 km la disminución de la potencia inyectada viene completamente determinada por la atenuación de la fibra y que el nivel de la potencia transmitida se satura debido a la generación SBS desde el principio hasta el final de la fibra. Para distancias más cortas, la influencia de la SBS lleva a una pérdida más rápida de potencia inyectada, tanto más pronunciada cuanto mayor sea la potencia de entrada, así como a un efecto similar en las curvas de potencia de señal estimulada. Observamos una clara influencia de la SBS a partir de potencias inyectadas de entrada superiores a 3 dBm (\approx 2 mW) [Dju00].

TABLA 5.2
 PARÁMETROS USADOS EN LAS SIMULACIONES

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad
Régimen binario	-	10	[Gbps]
Longitud de onda de transmisión	λ	1550	[nm]
Orden PRBS	N	10	-
Coeficiente de atenuación	α	0,25	[dB/km]
Dispersión	D	17	[ps/nm·km]
Pendiente de dispersión	D'	0,05	[ps/nm ² ·km]
Índice no lineal	n_2	2,6	$\times 10^{-20}$ [m ² /W]
Area efectiva	A_{eff}	80	$\times 10^{-12}$ [m ²]
Ganancia SBS	g_B	5	$\times 10^{-11}$ [m/W]
Ancho de banda SBS	$\omega_B/(2\pi)$	100	[MHz]
Parámetro de emisión espontánea	β_i	4,296	$\times 10^{-8}$ [m ⁻¹]
Longitud total de la fibra	L	50	[km]
AB de ruido a 3 dB del receptor	-	7,5 (7,8)	[GHz]

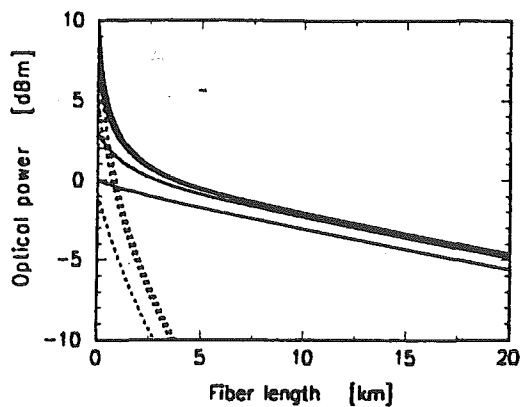


Figura 5.13. Potencia inyectada (líneas continuas) y estimulada (líneas de puntos) en función de la distancia de transmisión. Las curvas son para potencias de entrada (es decir, potencias a longitud cero) de 10, 7, 3 y 0 dBm. Las potencias de la señal estimulada son mayores de -10 dBm sólo para potencias de entrada iguales a 10 (línea superior de puntos), 7 y 3 dBm y longitudes de fibra menores de unos pocos kilómetros [Dju00].

Para investigar más en profundidad el modelo SBS, la Figura 5.14 muestra las dependencias entre la potencia inyectada y la estimulada con respecto a potencias de portadora iguales a 10, 0, -10 y -20 dBm (10, 1, 0,1 y 0,01 mW). La figura muestra resultados para la longitud total de la fibra (50 km), mientras que la Figura 5.13 sólo mostraba resultados para los 20 km iniciales de la longitud de transmisión (con objeto de reflejar mejor la generación SBS para potencias de entrada altas al comienzo de la fibra). En la Figura 5.14, se observa que la potencia de la señal estimulada cerca del extremo final de la longitud de transmisión total $L = 50$ km viene determinada por la emisión espontánea (la potencia de la señal Stokes disminuye entre los 45 y los 50 km de distancia de transmisión), mientras que para longitudes de fibra menores hay un balance entre ganancia SBS, atenuación en fibra y emisión espontánea. Cerca de la entrada de la fibra hay un incremento de la potencia de señal estimulada para aquellos casos alrededor de o por encima del umbral SBS igual a 0 dBm (1 mW).

La Figura 5.15 resume el análisis del problema SBS para una señal CW sin modular y representa gráficamente la potencia Stokes y la potencia de la señal transmitida en función de la potencia inyectada de entrada, basándose en las figuras anteriores. Resulta obvio ver cómo la potencia de la onda Stokes crece

mientras que la potencia transmitida se satura a partir del umbral SBS (0 dBm ó 1 mW) [Dju00].

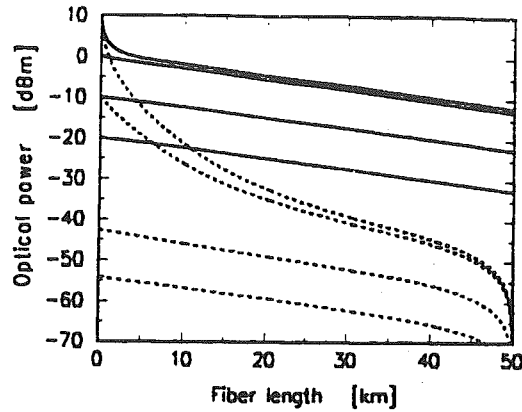


Figura 5.14. Igual que la Figura 5.13 pero para potencias de entrada iguales a 10, 0, -10 y -20 dBm [Dju00].

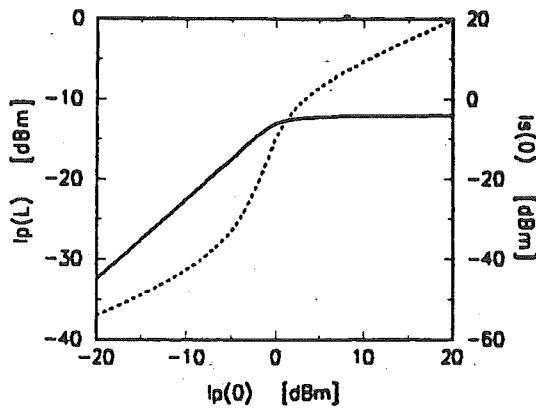


Figura 5.15. Potencia transmitida, $I_p(L)$, y potencia Stokes, $I_s(0)$, en función de la potencia de entrada, $I_p(0)$, para una fibra con umbral SBS de 0 dBm [Dju00].

En los ejemplos que se van a ver a continuación, la influencia de la SBS se trata con respecto a la calibración CW presentada en las Figuras 5.13, 5.14 y 5.15. Esto se hace en primer lugar especificando la potencia media inyectada en la fibra de transmisión. En segundo lugar se evalúa el espectro medio en amplitud $A_p(\omega, 0)$, y la potencia de portadora (para $\omega = \omega_c$) se usa para determinar la influencia de la SBS mediante la Ecuación 5.21. De esta forma, se calcula la condición inicial (es decir, el valor de $A_s(0)$), que se usa en la solución completa de la Ecuación 5.22 de Schrödinger cuando se obtienen los diagramas de ojo finales [Dju00].

Por último, comparamos una solución del problema de la calibración SBS teniendo en cuenta la descripción de la portadora (Ecuación 5.21) así como la ecuación completa de Schrödinger (Ecuación 5.22) para el caso especificado en la Tabla 5.2. Como referencia, en la Figura 5.16 se puede ver la diferencia entre el diagrama de ojo detectado mediante una calibración CW y el diagrama de ojo obtenido utilizando la ecuación completa de Schrödinger para la calibración del umbral SBS, para una potencia media de entrada de 10 dBm usando un modulador en amplitud Mach-Zehnder en el transmisor. Se observa sin dificultad que la diferencia en los resultados es menor que el 0,2% de la apertura del ojo, valor en absoluto significativo, con lo que se va a utilizar de

ahora en adelante en los cálculos la calibración CW (probando el modelo con niveles de potencia de entrada superiores a los 20 dBm (100 mW) y usando el método de calibración CW proporciona una exactitud similar a la vista en la **Figura 5.16** y además, acelera los cálculos numéricos en un factor de 11,5).

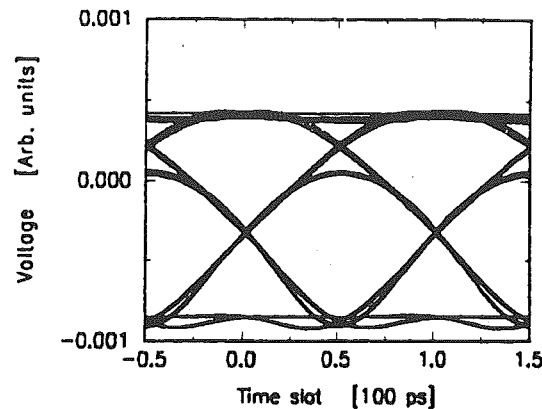


Figura 5.16. Diferencia entre la solución CW y la solución Schrödinger al problema SBS a 10 dBm de la **Figura 5.20** [Dju00].

5.3.4. RESULTADOS NUMÉRICOS:

A continuación, se van a estudiar los diagramas de ojo obtenidos mediante la detección de señales digitales moduladas ON-OFF usando un fotodetector con ancho de banda infinito y un filtro Bessel-Thompson de cuarto orden con un ancho de banda a 3 dB de 7,5 GHz y un ancho de banda de ruido de 7,8 GHz [Dju00]. En el extremo transmisor, se usa como señal de entrada a los moduladores ópticos una señal NRZ sin filtrar con flancos en coseno alzado. Los moduladores se diseñan con chirp real, considerándose ideales a todos los efectos. La secuencia de bit utilizada es una secuencia PBRs de orden 10, es decir, una secuencia pseudoaleatoria de $2^{10} - 1$ bits. Los diagramas de ojo muestran la influencia de los efectos de la interferencia entre símbolos o ISI, pero no muestran las contribuciones al ruido debidas, por ejemplo, a la amplificación del ruido de emisión espontánea, al ruido shot o al ruido térmico. El ancho de banda óptimo de ruido en el receptor para conseguir la mejor tasa de error de bit o BER (*Bit-Error-Rate*) está alrededor de los 7,5 GHz (dependiendo de la forma espectral del filtro que limite el ruido). En este ejemplo, se escoge un filtro Bessel-Thompson de acuerdo a la recomendación de la ITU para medidas de diagramas de ojo (*ITU Recommendations G.957, G.692*) y escalado para un sistema a 10 Gbps (STM-64/OC-192), con objeto de mostrar lo más claramente posible los efectos de la dispersión estimulada de Brillouin (SBS) y de la automodulación de fase (SPM).

En la **Figura 5.17**, se muestra el diagrama de ojo resultante después de una transmisión a lo largo de 50 km de fibra sin (líneas negras) y con (líneas grises) SBS para una potencia (media) de entrada de 2 dBm ($\approx 1,6$ mW). La modulación se lleva a cabo en este caso usando un modulador externo típico tipo Franz-Keldysh a 10 Gbps, que proporciona a su salida una señal chirp dependiente del tiempo en combinación con una modulación no ideal en amplitud (en realidad, una modulación en intensidad) con una relación finita de

supresión. El diagrama se normaliza con respecto al caso en que no haya ninguna influencia por parte de la SBS. La señal se ve influida tanto por la SPM como por la SBS. Es obvio que existe un pequeño efecto por parte de la SBS, que consiste en la reducción de la amplitud efectiva de la señal detectada (apertura del ojo), mientras que la forma del ojo no cambia de forma significativa.

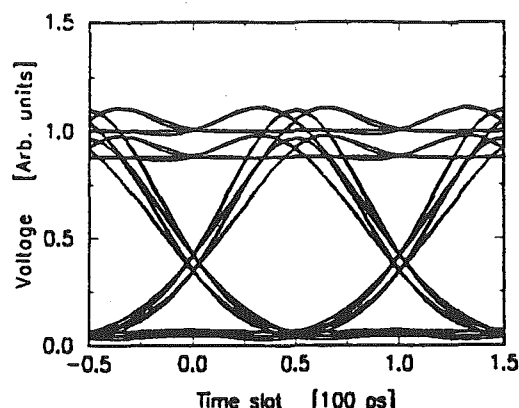


Figura 5.17. Diagrama de ojo detectado después de una transmisión a 50 km usando un modulador de absorción Franz-Keldysh para una potencia media de entrada de 2 dBm. Las líneas negras (grises) corresponden al caso sin (con) influencia de la SBS [Dju00].

En la **Figura 5.18**, se muestra el diagrama de ojo resultante después de una transmisión sobre 50 km de fibra con una potencia de entrada de 10 dBm (10 mW). La distorsión de la parte superior del ojo en el caso en que no hay SBS que se observa al comparar con respecto a la figura anterior, se debe a la creciente influencia de la SPM con una potencia de entrada de 10 dBm (10 mW). Es obvio que se tiene un efecto significativo de la SBS que se traduce en una reducción de la amplitud efectiva de la señal (apertura del ojo) mientras que la forma general del ojo no cambia apreciablemente.

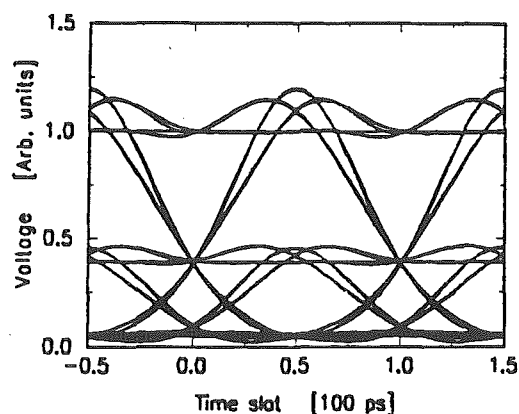


Figura 5.18. Igual que la **Figura 5.17** pero con una potencia media de entrada de 10 dBm [Dju00].

En las Figuras 5.19 y 5.20, consideramos el caso de un modulador externo tipo Mach-Zehnder con un comportamiento más aproximado al ideal de la modulación en amplitud de la señal, aun teniendo una relación de supresión finita. En estas figuras, se puede observar mejor la distorsión del ojo debida a la SBS comparando los casos a 10 dBm con y sin la influencia de la SBS (Figura 5.20). La distorsión, causada cuando la SBS produce un cambio en la amplitud de la señal inyectada durante los períodos en OFF de la señal, se puede ver claramente en la parte inferior del diagrama de ojo.

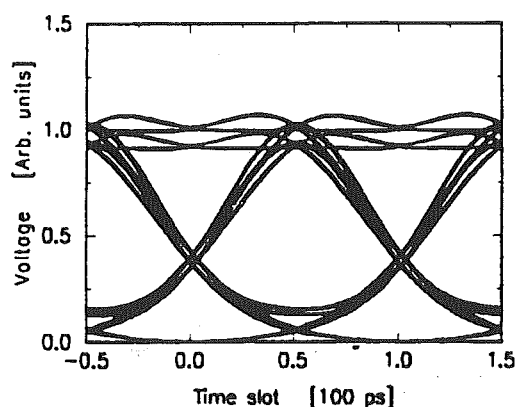


Figura 5.19. Diagrama de ojo detectado después de una transmisión a 50 km usando un modulador en amplitud Mach-Zehnder para una potencia media de entrada de 2 dBm. Las líneas negras (grises) corresponden al caso sin (con) influencia de la SBS [Dju00].

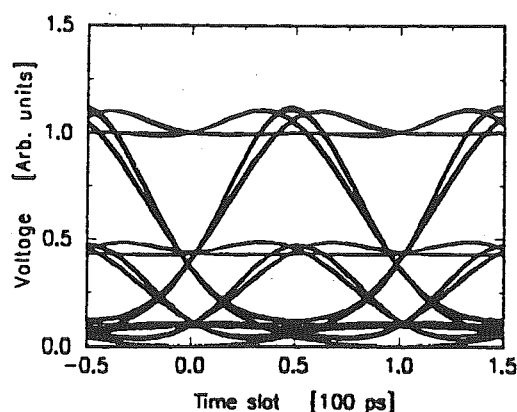


Figura 5.20. Igual que la Figura 5.19 pero para una potencia media de entrada de 10 dBm [Dju00].

En la Figura 5.21, se puede observar para el caso de un modulador Franz-Keldysh la influencia en el ojo detectado del dithering de la señal, tomando el ancho de banda de dithering como parámetro en el caso de una potencia (media) de entrada igual a 10 dBm (10 mW). El umbral SBS se incrementa a un valor cercano a los 10 dBm (10 mW) usando un ancho de banda de modulación de 500 MHz (o superior). Se obtienen resultados similares utilizando un modulador Mach-Zehnder.

En las Figuras 5.22 y 5.23, se tiene como ejemplo final una modulación en amplitud sinusoidal a 10 GHz, cuyo espectro en amplitud contiene componentes discretas en señal separadas múltiplos de 10 GHz. Se compara el ojo detectado teniendo en cuenta la influencia de la SBS únicamente en la portadora con el detectado considerando su influencia en las cuatro bandas laterales más cercanas a la portadora tanto para frecuencias bajas como altas. Parece que la influencia de la SBS en las bandas laterales (que están por lo

menos 9,5 dB por debajo de la portadora a la entrada de la fibra) sólo provoca cambios mínimos en el diagrama de ojo detectado.

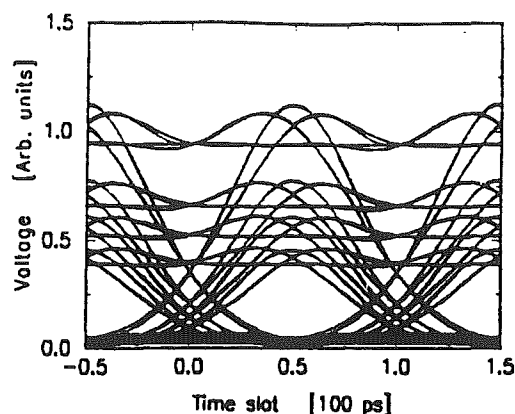


Figura 5.21. Diagrama de ojo detectado después de una transmisión a 50 km usando un modulador de absorción Franz-Keldysh y dithering de la señal para una potencia media de señal de 10 dBm. El ancho de banda de dithering es, en orden de apertura creciente de ojo, 0, 100, 200 y 500 MHz [Dju00].

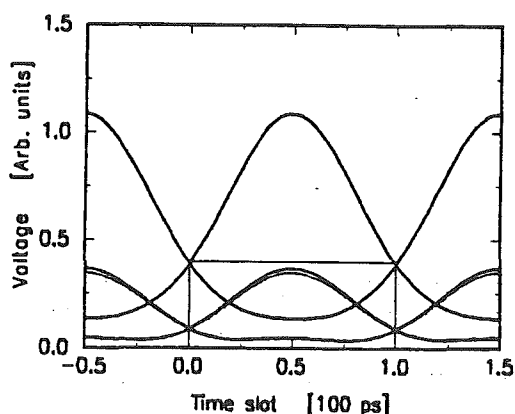


Figura 5.22. Diagrama de ojo detectado después de una transmisión a 50 km para una modulación sinusoidal de la señal. Las líneas negras (grises) corresponden al caso sin (con) influencia de la SBS para una potencia media de entrada de 10 dBm. La zona recuadrada indica la parte de la figura ampliada en la Figura 5.23 [Dju00].

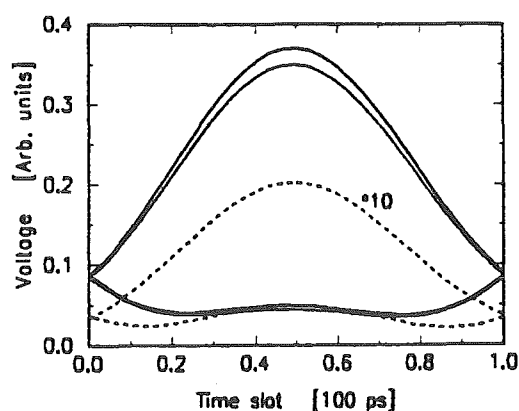


Figura 5.23. Influencia al considerar sólo el desvanecimiento de la portadora (líneas negras) además del desvanecimiento de las 4 bandas laterales discretas más cercanas para una modulación sinusoidal y una potencia de entrada de 10 dBm. Las líneas discontinuas (ampliadas por un factor 10) muestran las diferencias entre las curvas negras y grises [Dju00].

5.3.5. CONCLUSIONES:

Este apartado presenta un nuevo análisis simplificado, que incluye de modo directo el efecto de la emisión espontánea, de la influencia (dinámica) de la dispersión estimulada de Brillouin (SBS) en el diagrama de ojo detectado en el extremo receptor. El análisis describe la influencia principal de la SBS en la señal transmitida, es decir, el desvanecimiento de la señal portadora, y lo aplica a los principales formatos de modulación digital tales como ASK, FSK y PSK. La formulación dinámica permite una evaluación numérica paso a paso de la pérdida de potencia de la señal y de la interferencia entre símbolos (ISI, *InterSymbol-Interference*) causadas por el efecto conjunto de la dispersión de la fibra, la atenuación de la fibra y los efectos no-lineales en fibra tales como la SPM (*Self-Phase-Modulation*, automodulación de fase) y la SBS (*Stimulated-Brillouin-Scattering*, dispersión estimulada de Brillouin).

El desvanecimiento de la portadora de una señal CW (*Continuous-Wave*) sin modular se usa en los ejemplos mostrados para calibrar la ecuación dinámica de Schrödinger en el dominio del tiempo. Se realiza ajustando el parámetro de emisión espontánea para obtener un valor específico del umbral SBS. Usando este valor para el parámetro de emisión espontánea, la influencia de la SBS se calcula para valores por debajo de, alrededor de y por encima del umbral. Además, el análisis permite una cuantificación del efecto del dithering en el umbral SBS.

Por último, se presentan una serie de ejemplos numéricos representativos para sistemas con dos canales simples modulados ON-OFF a 10 Gbps usando moduladores típicos Franz-Keldysh y Mach-Zehnder [Dju00]. En el caso de utilizar un modulador Franz-Keldysh, donde la modulación impone la intensidad de la señal óptica, el efecto principal de la SBS en el diagrama de ojo detectado es una reducción de la apertura del ojo. Mientras que al usar un modulador Mach-Zehnder, donde la modulación es una modulación ideal de la amplitud de la señal óptica, la SBS, junto con la reducción de la apertura del ojo, puede producir distorsión en la forma del ojo debida a los cambios inducidos en la amplitud óptica durante los períodos OFF de la señal.

5.4. MEDIDA DEL UMBRAL SBS

En este apartado se estudia cómo medir el umbral SBS para varios tipos de fibras usando un reflectómetro Brillouin en el dominio óptico del tiempo (BOTDR, *Brillouin Optical-Time-Domain Reflectometer*) [Lee00].

5.4.1. INTRODUCCIÓN:

El proceso de la dispersión estimulada de Brillouin (SBS) se puede describir como una interacción paramétrica entre la luz incidente, la luz Stokes y una onda acústica. La SBS causa degradación en señales ópticas, por lo que resulta ser una limitación al comportamiento del sistema total. Para sistemas con gran potencia de transmisión y largos tramos sin regeneración, este efecto

se convierte en un factor clave en el diseño del sistema. Ya se sabe que el umbral SBS está determinado por el espectro Brillouin de ganancia. Por tanto, los umbrales SBS para diferentes tipos de fibras se calculan a partir de sus espectros de ganancia.

El reflectómetro Brillouin en el dominio óptico del tiempo (BOTDR, *Brillouin Optical-Time-Domain Reflectometer*), basado en detección heterodina se usa para medir los espectros de dispersión espontánea de Brillouin en toda la longitud de la fibra. Los espectros Brillouin de ganancia para fibras se pueden obtener a partir de los espectros de la dispersión espontánea de Brillouin, y por tanto, también se pueden calcular los umbrales SBS.

En este apartado se analiza un método para medir los umbrales SBS de varios tipos de fibras usando el BOTDR: fibra estándar SMF (*Single-Mode Fiber*), fibra LEAF (*Large-Effective-Area Dispersion-Shifted Fiber*), fibra TWF (*Truewave/Reduced Slope Fiber*) y fibra convencional DSF (*Dispersion-Shifted Fiber*) [Lee00].

5.4.2. ANÁLISIS:

A la hora de calcular el umbral SBS, tenemos que, para un chorro continuo de luz sin modular con un láser de ancho de línea mucho más estrecho que el ancho de banda de ganancia Brillouin de la fibra, la ganancia SBS $G(\nu)$ con un desplazamiento en frecuencia ν se calcula mediante la ecuación [Lee00]:

$$G(\nu) = \int_0^l \frac{g_0}{1 + 4 \left[\frac{\nu - \nu_B(z)}{\Delta \nu_B} \right]^2} e^{-\alpha z} dz \quad (\text{Ecuación 5.23})$$

$$\text{donde } g_0 = \frac{2\pi^7 p_{12}^2 K}{c\lambda^2 \rho V_a \Delta \nu_B} \quad \text{y} \quad V_a = \frac{\lambda}{2n} \nu_B$$

Siendo:

l	la longitud total de la fibra;
ν_B	el desplazamiento en frecuencia Brillouin;
α	el coeficiente de pérdidas en la fibra;
$\Delta \nu_B$	el ancho de línea para dispersión espontánea de Brillouin;
g_0	determinada por los parámetros del material de la fibra;
n	el índice de refracción;
ρ	la densidad del material;
p_{12}	el coeficiente elastoóptico;
V_a	la velocidad acústica;
c	la velocidad de la luz;
λ	la longitud de onda de la luz;
K	el factor de polarización ($0 < K < 1$).

Si se promedia la ganancia Brillouin a lo largo de una fibra óptica con polarización aleatoria, el valor de K varía entre un valor mínimo de 1/3 y un valor máximo de 2/3. El umbral SBS de un enlace óptico está determinado por la ganancia máxima de Brillouin experimentada a lo largo de la fibra. Esta ganancia máxima se calcula integrando la ganancia local Brillouin a lo largo del enlace de fibra para cada frecuencia y eligiendo la ganancia más grande. Es

decir, la SBS se da primero a la frecuencia ν_{\max} a la cual $G(\nu)$ es máxima. Para enlaces ópticos con características de ganancia Brillouin homogéneas, se puede calcular el umbral SBS utilizando la ecuación de Smith. La condición de Smith para calcular el umbral SBS, es decir, que la potencia de la señal Stokes iguale la potencia de entrada, permite aproximar la potencia umbral SBS P_{th} mediante $P_{th} = 19A_{eff}/G(\nu_{\max})$, donde A_{eff} es el área efectiva del núcleo. El factor 19 es un dato empírico y hace referencia a las bajas pérdidas de las fibras actuales. Por tanto, la potencia umbral SBS para una fibra uniforme, P_{th}^{uni} , viene dada por la expresión $P_{th}^{uni} = 19A_{eff}/g_0L_{eff}$, donde L_{eff} es la longitud efectiva de interacción, que es igual a $L_{eff} = (1 - e^{-\alpha l})/\alpha$ [Lee00].

Cuando utilizamos el BOTDR heterodino para medir señales dispersivas espontáneas Brillouin en fibra óptica, las potencias de la dispersión espontánea Brillouin hacia atrás, $P_{sp}^+(z)$ y $P_{sp}^-(z)$, se calculan para un desplazamiento en frecuencia Brillouin ν_B sin más que medir la fibra de prueba en los extremos $z=0$ y $z=l$, y vienen dadas por las siguientes expresiones [Lee00]:

$$\begin{aligned} P_{sp}^+(z) &= P_0 e^{-2\alpha z} \alpha_B S \cdot \frac{c}{n} \cdot \frac{W}{2} \\ P_{sp}^-(z) &= P_0 e^{-2\alpha(l-z)} \alpha_B S \cdot \frac{c}{n} \cdot \frac{W}{2} \end{aligned} \quad (\text{Ecuación 5.24})$$

Donde: P_0 es la potencia de entrada;
 W es el ancho del pulso;
 S viene dada por $S = (\lambda/n)^2/4\pi A_{eff}$ para fibras monomodo;
 α_B es el coeficiente de pérdidas por dispersión Brillouin, y es igual a $\alpha_B = (8/3)(\pi^3/\lambda^4)kT(p_{12}^2 n^8/\rho V_a^2)$, donde k es la constante de Boltzmann y T la temperatura absoluta.

Por lo tanto, el parámetro de ganancia SBS g_0 se puede expresar en función de α_B , y nos queda que [Lee00]:

$$g_0 = \frac{3}{8\pi^2} \cdot \frac{\nu_B \lambda^3 K}{cn^2 kT \Delta \nu_B} \cdot \alpha_B \quad (\text{Ecuación 5.25})$$

Ya que el BOTDR permite medir el espectro de la dispersión espontánea Brillouin en cualquier posición de la fibra de prueba (es decir, que se puede medir tanto ν_B como $\Delta \nu_B$ y α_B), de la **Ecuación 5.23** y de la **Ecuación 5.25** se puede deducir el perfil de ganancia SBS $G(\nu)$ a lo largo de toda la longitud de la fibra cuando se conocen K , n y T , y por tanto, se puede calcular el umbral SBS utilizando el BOTDR.

Si α_B y S son dependientes de z , las pérdidas, P_{loss} , entre dos posiciones adyacentes en la fibra de prueba, z' y $z'+\Delta z$, se pueden calcular sin más que promediar las pérdidas bidireccionales medidas entre dichas posiciones z' y $z'+\Delta z$, con lo que queda que [Lee00]:

$$P_{loss} = \sqrt{\frac{P_{sp}^+(z')}{P_{sp}^+(z'+\Delta z)} \cdot \frac{P_{sp}^-(z'+\Delta z)}{P_{sp}^-(z')}} \quad (\text{Ecuación 5.26})$$

La relación entre los coeficientes de pérdidas por dispersión Brillouin para las posiciones z' y $z'+\Delta z$ viene dada por [Lee00]:

$$\frac{\alpha_B(z'+\Delta z)}{\alpha_B(z')} = P_{\text{loss}} \cdot \frac{S(z')}{S(z'+\Delta z)} \cdot \frac{P_{sp}^+(z'+\Delta z)}{P_{sp}^+(z')} \quad (\text{Ecuación 5.27})$$

Y por tanto, se puede escribir el parámetro de ganancia Brillouin $g_0(z'+\Delta z)$ como [Lee00]:

$$g_0(z'+\Delta z) = \frac{\frac{\nu_B'}{\nu_B}}{\left(\frac{n'}{n}\right)^2 \cdot \frac{\Delta \nu_B'}{\Delta \nu_B}} \cdot \frac{\alpha_B(z'+\Delta z)}{\alpha_B(z')} \cdot g_0(z') \quad (\text{Ecuación 5.28})$$

Donde los parámetros con la notación $'$ representan los valores para $z = z'+\Delta z$ y los parámetros sin dicha notación, los valores para $z = z'$. Si conectamos dos tipos de fibras uniformes (fibra A y fibra B), podemos calcular la diferencia entre los umbrales SBS de estas dos fibras con medidas bidireccionales del BOTDR. Si $n_A \approx n_B$, $\Delta \nu_B^A / \Delta \nu_B^B \approx 1$, $\nu_B^A / \nu_B^B \approx 1$ y $L_{\text{eff}}^A \approx L_{\text{eff}}^B$, la relación entre los umbrales SBS para estas dos fibras viene dada por [Lee00]:

$$\frac{P_{th}^A}{P_{th}^B} = \frac{A_{\text{eff}}^A}{A_{\text{eff}}^B} \cdot \frac{g_0^B}{g_0^A} \cdot \frac{L_{\text{eff}}^B}{L_{\text{eff}}^A} \quad \text{o bien} \quad (\text{Ecuación 5.29})$$

$$\log(P_{th}^A) - \log(P_{th}^B) = -\frac{1}{2} \left[\log(P_{sp}^+(z_A)) - \log(P_{sp}^+(z_B)) - \log(P_{sp}^-(z_B)) + \log(P_{sp}^-(z_A)) \right]$$

Donde z_A y z_B son las posiciones de las fibras A y B más cercanas al punto de conexión, respectivamente.

5.4.3. RESULTADOS EXPERIMENTALES:

En los experimentos realizados se usan fibras LEAF, SMF, DSF Y TWF. Los parámetros de estas fibras son: longitud de la fibra ≈ 25 km, coeficiente de atenuación $\alpha = 0,2$ dB/km, $A_{\text{eff}} = 72, 80, 50$ y $55 \mu\text{m}^2$, respectivamente, y $D = 4, 17, 0,5$ y $5,2$ ps/nm·km a $1,55 \mu\text{m}$ para fibras LEAF, SMF, DSF Y TWF, respectivamente. Los parámetros del BOTDR usado en los experimentos son: longitud de onda de operación = $1554,1$ nm, anchura de pulso = 100 ns, frecuencia de barrido = 10 MHz y resolución espacial = 10 m. Entonces, se miden las diferencias entre los umbrales SBS para las parejas LEAF/SMF, SMF/DSF y DSF/TWF, usando el BOTDR [Lee00]. La Figura 5.24(a) muestra el montaje experimental. Se conectan dos tipos diferentes de fibras y se miden bidireccionalmente en los dos extremos usando el BOTDR. La Figura 5.25(a) y (b) muestra el espectro de dispersión Brillouin en función de la distancia medida en los dos extremos para la pareja DSF (fibra A)/TWF (fibra B). En la Figura 5.25(c) y (d) se pueden ver las potencias máximas de dispersión

Brillouin en función de la distancia y medidas en los dos extremos. Del análisis realizado en el apartado anterior, la diferencia entre umbrales SBS de las fibras DSF y TWF es 1,09 dB (ver **Ecuación 5.29**). De la misma forma, se miden bidireccionalmente las parejas de fibras LEAF/SMF y SMF/DSF usando el BOTDR, y las diferencias entre umbrales SBS son respectivamente, 2,06 y 1,10 dB. Las medidas experimentales se recogen en la **Tabla 5.3**. Para comparar con las medidas obtenidas usando el método convencional, estas 4 fibras también se miden utilizando el montaje de la **Figura 5.24(b)**. El láser sintonizable con una longitud de onda de operación de 1554,1 nm se conecta a un amplificador EDFA (*Erbium-Doped Fiber Amplifier*) con una potencia de saturación de 16 dBm (≈ 40 mW). Después de pasar a través de un atenuador óptico variable (VOA), de un circulador óptico (OC) y de un acoplador óptico 1:99 para monitorizar los niveles de potencia, se inyecta la potencia óptica en la fibra bajo prueba. La potencia reflejada hacia atrás (efecto SBS), la potencia de entrada (potencia inyectada en fibra) y la potencia transmitida se miden simultáneamente para diferentes niveles de potencia de entrada (mediante el ajuste del VOA). Los umbrales SBS son 11,0, 9,0, 8,0 y 7,0 dBm (≈ 13 , 8, 6 y 5 mW) para las fibras LEAF, SMF, DSF y TWF, y las diferencias entre umbrales SBS son 2,0, 1,0 y 1,0 dB para las parejas LEAF/SMF, SMF/DSF y DSF/TWF, respectivamente. Por lo tanto, los errores en las medidas entre el BOTDR y el método convencional son menores que $\pm 0,1$ dB, que se pueden deber a la dependencia de la sensibilidad de la detección coherente del BOTDR con la polarización y al error de medida del método convencional. Además, si utilizamos una fibra de referencia con espectro de ganancia Brillouin conocido, se pueden calcular los perfiles de ganancia SBS a lo largo de la fibra y los umbrales SBS de las fibras bajo prueba con desplazamientos en frecuencia Brillouin uniforme y no-uniformes a partir de las medidas bidireccionales del BOTDR.

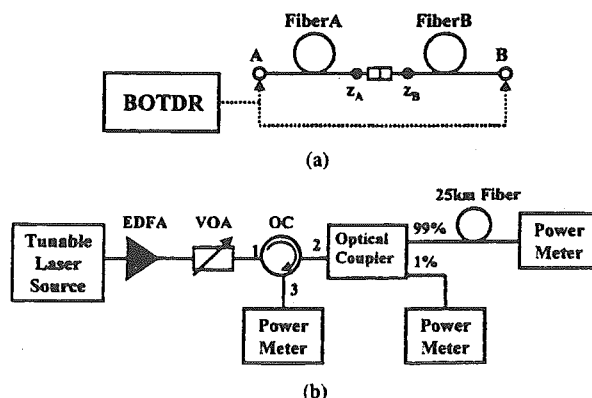


Figura 5.24. Dos montajes experimentales para la medida del umbral SBS de fibras usando: (a) BOTDR y (b) método convencional [Lee00].

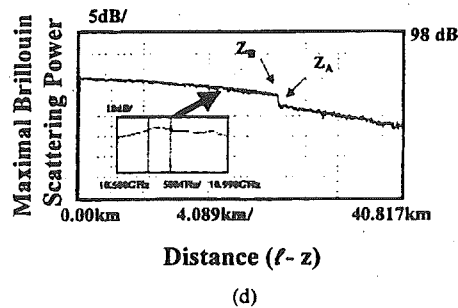
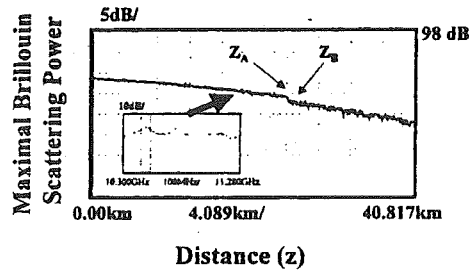
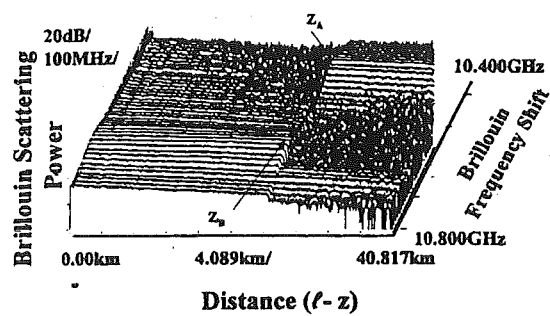
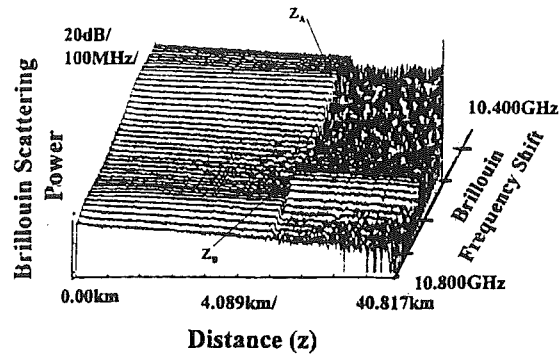


Figura 5.25. Curvas 3-D de los espectros de dispersión Brillouin en función de la distancia en los extremos de fibras (a) DSF y (b) TWF, y potencias máximas de dispersión Brillouin en función de la distancia para fibras (c) DSF y (d) TWF [Lee00].

TABLA 5.3
RESULTADOS EXPERIMENTALES DE LAS DIFERENCIAS MEDIDAS
ENTRE UMBRALES SBS PARA DISTINTOS TIPOS DE FIBRAS

Fibra A/Fibra B	LEAF/SMF		SMF/DSF		DSF/TWF	
Input End	LEAF(A)	SMF(B)	SMF(A)	DSF(B)	DSF(A)	TWF(B)
Z_A / Z_B (km)	25,298	25,314	25,050	25,067	24,740	24,756
$[P_{sp}^+(z_A) - P_{sp}^+(z_B)] / [P_{sp}^-(z_B) - P_{sp}^-(z_A)]$ (dB)	-0,50	3,61	0,10	2,30	0,60	2,78
Diferencia entre umbrales SBS con BOTDR (dB)	2,06		1,10		1,09	
Diferencia entre umbrales SBS con método convencional (dB)	2,0		1,0		1,0	

5.5. CONCLUSIONES

Un sistema WDM representativo del actual Estado del Arte tiene 19 canales de señal con 160 Gbps por canal y tramos de regeneración con fibra de dispersión desplazada de 40 km de longitud. Otro sistema podría tener 64 canales a 10 Gbps y transmitir a una distancia de 7200 km sobre fibra convencional. Uno de los efectos no-lineales más importantes es la dispersión estimulada de Brillouin (SBS), con la particularidad de que no es un efecto de banda ancha (aprox. 100 Mhz para fibras convencionales). La SBS consiste en la interacción entre la señal óptica intactada y una onda acústica (fotón incidente + fonón acústico = fotón estimulado de frecuencia 11 GHz inferior), lo que origina una señal estimulada (señal Stokes) que se propaga en sentido contrario al de propagación de la luz, lo que provoca un amortiguamiento (transferencia de potencia hacia la señal estimulada) de la señal de entrada.

En este capítulo se ha visto que la SBS impone unos límites en la potencia de entrada. Estos umbrales SBS se pueden calcular teóricamente y además son dependientes de la modulación digital empleada, y diferentes del hipotético caso en que se empleara una señal óptica sin modular (onda continua). Los umbrales SBS para las distintas modulaciones digitales y para las longitudes de onda de transmisión más comunes (1,3 y 1,55 μm) se pueden ver en la **Tabla 5.1**. También se ha estudiado la influencia de la SBS en el diagrama de ojo detectado en el receptor. Se observa que la SBS puede producir una reducción en la apertura del ojo y una distorsión de la forma del mismo dependiendo del modulador empleado. Por último, se ha visto una técnica para la medida de los umbrales SBS de distintas fibras [Lee00].

APÉNDICE A: Sumario SBS (dispersión estimulada de Brillouin).

El origen de la SBS es similar al de la SRS: un fotón de la onda incidente desaparece para dar lugar a un fotón de frecuencia inferior y un fonón con la energía y el momento adecuado. Sin embargo existen algunas diferencias. En la SBS la onda Stokes (onda a la que se transfiere la potencia) se propaga en el sentido opuesto al de la onda incidente, mientras que en la SRS podía propagarse en los dos sentidos, y el umbral de potencia depende de la anchura espectral de la onda incidente. Estas diferencias se deben a que en la SBS se ven involucrados fonones acústicos en lugar de ópticos como era el caso de la SRS.

Además, en la SBS la ganancia es conocida como ganancia de Brillouin, su espectro tiene una anchura de aproximadamente 20 MHz, y también depende de la composición del núcleo de la fibra. Por otra parte, el coeficiente de ganancia es casi independiente de la longitud de la onda incidente y su valor máximo para fibras de silicio es de aproximadamente 10-11 mW y lo alcanza para un desplazamiento de frecuencia de 11,1 GHz.

La dispersión de Brillouin es la interacción de la luz con señales acústicas del material. Las señales acústicas en el vidrio, por ejemplo, causan una variación en el índice de refracción que corresponde a las variaciones de la densidad de la señal. La luz se puede difractar por estas rejillas de índice si se cumple la condición de Bragg. En fibras ópticas monomodo, las cuales tienen un eje de propagación bien definido, la única difracción posible de estas rejillas móviles corresponde a la reflexión hacia atrás o en sentido contrario al de propagación. Ya que la rejilla está formada por una señal que se mueve a la velocidad del sonido, la señal reflejada experimenta un desplazamiento Doppler, dado por $v_B = 2nV_s/\lambda$, donde n es el índice de refracción, V_s es la velocidad del sonido en el vidrio y λ es la longitud de onda de la luz. Este desplazamiento en frecuencia es para las frecuencias menores de las señales acústicas que viajan en la misma dirección que la luz incidente (llamada dispersión Stokes), y para las frecuencias mayores de las señales acústicas que se propagan en dirección contraria (llamada dispersión anti-Stokes). El ancho de banda de este proceso se determina por la atenuación acústica del vidrio, que limita la extensión espacial de la rejilla formada por señales acústicas. Para fibras de sílice a 1500 nm, esto se traduce en un ancho de banda alrededor de 20 MHz. Para fuentes con anchos de línea mayores de este valor, la eficiencia del proceso Brillouin disminuye. Si hay potencia óptica significativa a la frecuencia de la luz desplazada hacia abajo, el patrón de interferencia entre la luz incidente y la desplazada puede crear señales acústicas, las cuales dispersan por turno más luz incidente. **La SBS ocurre cuando la luz incidente tiene una intensidad lo suficientemente alta para que la energía sumada a las señales acústicas por la dispersión Stokes incremente de forma significativa su amplitud, incrementando por tanto de manera significativa la probabilidad de dispersar más luz incidente.** Es interesante observar que no puede ocurrir el mismo proceso para dispersión anti-Stokes ya que la energía se disipa de las señales acústicas en ese proceso. Esto conduce a una ganancia exponencial para la luz a la frecuencia Stokes. Para una fibra de longitud L , con una potencia P_p inyectada en $z = 0$, y una potencia Stokes de P_s inyectada en $z = L$, tenemos que [Kam00]:

$$P_s(0) = P_s(L) \exp\left(-\alpha L + \frac{g_B P_p L_e}{2A_c}\right) \quad (1)$$

Donde $g_B = 4 \cdot 10^{-9}$ cm/W es el coeficiente Brillouin de ganancia. El factor 2 en el denominador tiene en cuenta el promedio de polarización. **El umbral SBS se define**

como la potencia de entrada a partir de la cual la potencia dispersada crece tanto como la potencia de entrada (considerando que la señal inyectada o "bomba" no sufre desvanecimiento). La potencia umbral viene dada por [Kam00]:

$$P_B^{th} = \frac{42A_e}{g_B L_e} \left(1 + \frac{\Delta v_s}{\Delta v_B} \right) \quad (2)$$

Donde Δv_s es el ancho de línea de la fuente y Δv_B es el ancho de línea Brillouin. Esta ecuación muestra que la potencia umbral aumenta a medida que el ancho de línea de la fuente se incrementa más allá del ancho de línea de Brillouin. Del mismo modo, el umbral aumenta si la velocidad del sonido en el vidrio es no-uniforme, lo que conduce a un ensanchamiento del ancho de banda del proceso Brillouin en la fibra junto con una reducción en el valor máximo del coeficiente de ganancia g_B .

La **Figura 1** muestra el comportamiento de la potencia transmitida a través de una fibra óptica en función de la potencia inyectada para una fuente de ancho de línea estrecho. También se muestra la potencia dispersada hacia atrás. La potencia transmitida crece linealmente con la potencia de entrada para potencias bajas de entrada pero se hace constante para potencias altas de entrada. En este ejemplo, no se pueden transmitir más de 3 mW (≈ 5 dBm). A diferencia de otros efectos no-lineales en sistemas ópticos, el umbral de la SBS observada no disminuye en un sistema grande amplificado. Debido a que los amplificadores ópticos reales contienen uno o más aislantes ópticos, la luz dispersada hacia atrás del proceso Brillouin no se acumula de un tramo de amplificación a otro.

Claramente, los sistemas ópticos se van a ver perjudicados si la potencia a transmitir es por contra reflejada, ya que por encima del umbral las pérdidas de la fibra crecen linealmente con la potencia de entrada. Se pueden imaginar escenarios donde esta limitación en potencia sea útil en sistemas regulables; sin embargo, este comportamiento límite viene acompañado por un dramático incremento de la intensidad del ruido, como puede verse en la **Figura 2**. Esta figura muestra la relación portadora-a-ruido (CNR, *Carrier-to-Noise Ratio*) para un láser con modulación de subportadora transmitido sobre la misma fibra de la **Figura 1**. A bajas potencias, la CNR viene determinada por el ruido shot o de granalla y aumenta con la potencia inyectada. Sin embargo, a medida que la potencia dispersada comienza a aumentar, el sistema se degrada debido al comportamiento del ruido. Se observa una degradación similar en el comportamiento de los sistemas digitales. Si se presentan reflexiones en la fibra, las enormes ganancias proporcionadas por el proceso Brillouin se traducen en una oscilación de la fuente láser a potencias por debajo del umbral.

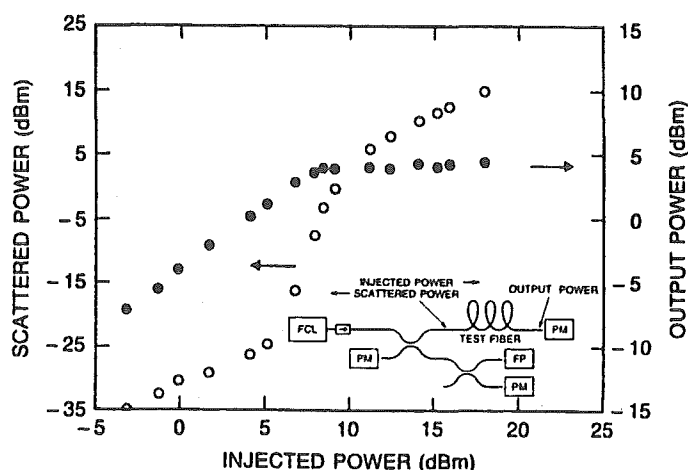


Figura 1. Representación de la potencia transmitida y dispersada para una fibra de dispersión desplazada de 13 km de longitud. El diagrama experimental se muestra en el recuadro interior. FCL, láser F-centrado; FP, Fabry-Perot; PM, potenciometro [Kam00].

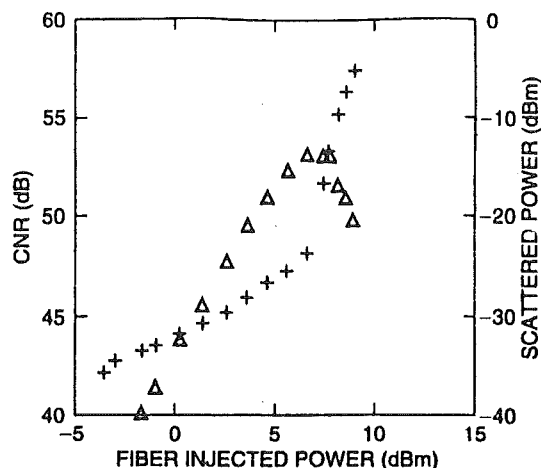


Figura 2. Representación de la potencia dispersada (cruces) y de la CNR (triángulos) para la misma fibra de la Figura 1, cuando se inyecta luz láser con modulación de subportadora (formato AM-VSB) [Kam00].

Por tanto, desde un punto de vista del sistema, es esencial que ninguna señal óptica en la fibra supere el umbral SBS. En sistemas WDM, las señales sólo necesitan permanecer individualmente por debajo del umbral puesto que no hay interacción alguna entre los canales. Como se mencionó anteriormente, el umbral observado en un sistema puede ser mayor que el dado por la ecuación (2) si el ancho de línea de la fuente es mayor que el ancho de línea natural Brillouin de 20 MHz, o si las propiedades de la fibra dan por resultado un ensanchamiento del ancho de línea Brillouin para la fibra usada. Las fuentes moduladas a regímenes binarios altos generalmente tienen anchos de banda mayores que el ancho de línea natural Brillouin, y por lo tanto una ganancia Brillouin reducida. El umbral SBS para una fuente no-modulada y de ancho de línea estrecho se ha medido y está alrededor de 6 dBm (≈ 4 mW) para fibras convencionales largas. Para fuentes con un ancho de línea estrecho moduladas con chirp cero a regímenes binarios mayores de 100 Mbps, el umbral se debe al componente sobrante de la portadora de la señal, que transporta la mitad de la potencia media. Cuando una señal modulada ON-OFF supera el umbral SBS, es su componente de portadora la que se dispersa hacia atrás, lo que provoca distorsión en la señal transmitida.

La característica más importante de la fuente para determinar el umbral SBS es el ancho de línea de la componente portadora del espectro de la señal modulada. Bajo condiciones ideales, esta componente portadora conserva el ancho de línea de la fuente láser y transporta la mitad de la potencia media, que incrementa en 3 dB la potencia umbral hasta 9 dBm (≈ 8 mW). Sin embargo, la mayoría de las fuentes no tienen anchuras semejantes a 3 dB tan pequeñas bajo las condiciones de operación. Si se usan láseres modulados directamente, o incluso láseres con moduladores externos de electroabsorción integrados, es probable que la anchura a 3 dB bajo modulación sea mayor que el ancho de línea Brillouin de 20 MHz. Para una fuente cuyo ancho de línea a 3 dB bajo modulación sea 100 MHz, el umbral aumenta otros 7 dB hasta 16 dBm (≈ 40 mW).

Mientras estos niveles de potencia son lo suficientemente grandes para muchas aplicaciones, en sistemas sin repetidores, por ejemplo, se pueden necesitar potencias mayores. **El umbral SBS se puede incrementar aún más mediante un ensanchamiento artificial del ancho de línea de la fuente o del ancho de banda**

Brillouin de la fibra. Un método alternativo es eliminar la componente portadora de la señal modulada, usando por ejemplo un esquema duobinario de modulación.

El dithering de la frecuencia del láser transmisor es una forma sencilla de ensanchar el ancho de línea de la fuente, y es efectivo siempre que la frecuencia de dither sea lo suficientemente alta. En la práctica, esto significa que la frecuencia de dither debe ser del orden del tiempo de tránsito de la luz a través de la longitud efectiva de la fibra, aproximadamente decenas de kHz. Sin embargo, a medida que aumenta la potencia inyectada, la longitud relacionada disminuye debido a la extremadamente grande ganancia Brillouin. La frecuencia de dither debe aumentar en la misma medida que la relación entre la potencia inyectada y el umbral SBS. Para potencias inyectadas del orden de 1 W, la frecuencia de dither debe rondar los 10 MHz. La amplitud del dither de frecuencia para un nivel tan alto de potencia debe superar los 5 GHz. Aunque parezca que el dithering pueda suprimir la SBS ilimitadamente, el ancho de banda excedente a consecuencia del dithering puede dar como resultado a la larga penalizaciones en el filtrado o dispersión cromática. También se utiliza una técnica similar de supresión Brillouin que hace uso de la modulación en fase de la fuente.

La concatenación de fibras con diferentes desplazamientos Brillouin proporciona una fibra con un ancho de línea Brillouin ensanchado. Este ensanchamiento puede incrementar el umbral SBS. ***Sin embargo, es importante observar que la parte más importante de la fibra para la SBS es la primera longitud de absorción después de la entrada, que es aproximadamente 20 km. Por lo tanto, cualquier segmentación de la fibra que quiera suprimir significativamente la SBS tiene que implicar longitudes del orden de 1 km. También se puede eliminar la SBS sin más que añadir aisladores a la línea. De nuevo, las secciones aisladas deben ser cortas cerca de la entrada. El ancho de línea Brillouin de la fibra también se puede ensanchar aplicando tensiones o retorciendo el cableado, o bien variando las condiciones de diseño cuando se fabrica la fibra.***

Esta abundancia de técnicas de supresión da como resultado que las limitaciones del sistema vengan impuestas en general por otras no-linealidades [Kam00].

Capítulo 6

Otras No-Linealidades En Fibra Y Su Impacto En Sistemas WDM

En los últimos años, los avances tecnológicos en amplificación a 1,5 μm han modificado el panorama de las comunicaciones ópticas. Los amplificadores EDFA (*Erbium-Doped Fiber Amplifiers*) han alterado fundamentalmente dos aspectos de los **sistemas WDM (Wavelength Division Multiplexing)**: las distancias de regeneración se han incrementado de los típicos 40 km de hace unos años a distancias transoceánicas y además, los sistemas WDM no sólo son prácticos sino que en muchos casos son un método más económico de incrementar la capacidad que los sistemas TDM (*Time Division Multiplexing*). Sin embargo, la implementación de sistemas WDM con grandes tramos sin regeneración de señal óptica trae consigo la aparición de nuevos problemas, entre los que se encuentran las **no-linealidades en fibra óptica** [Agr97, Kam00].

Estas no-linealidades en fibras de sílice se pueden clasificar en dos categorías: dispersión estimulada (Raman y Brillouin) y efectos debidos al índice no lineal de refracción. La dispersión estimulada se manifiesta como una ganancia o una atenuación dependiente de la intensidad, mientras que el índice de refracción no lineal provoca que la fase del campo óptico dependa de la intensidad.

La **dispersión estimulada de Brillouin (SBS, Stimulated Brillouin Scattering)** se manifiesta en que una onda que viaja en una determinada dirección produce una ganancia de banda estrecha en la luz que se propaga en la dirección contraria. El verdadero impacto en el sistema de la SBS sucede cuando la potencia de la señal se transfiere hacia atrás, lo que provoca el

desvanecimiento de la señal transmitida. La **dispersión estimulada de Raman (SRS, Stimulated Raman Scattering)** es un efecto similar al anterior, pero mucho más débil. Las principales diferencias son que la SRS ocurre tanto hacia atrás como hacia delante, y que el ancho de banda de la ganancia es de alrededor de 12 THz ó 100 nm a 1,5 μm . El índice de refracción dependiente de la intensidad del sílice provoca tres efectos no lineales: la **automodulación de fase (SPM, Self-Phase Modulation)**, en donde las fluctuaciones en la potencia de la señal producen una modulación en la fase de la señal y un ensanchamiento del espectro; la **modulación cruzada de fase (XPM, Cross-Phase Modulation)**, en la que debido a las fluctuaciones de intensidad en un canal de la fibra, se produce una modulación de fase en los otros canales; y la **mezcla de cuatro ondas (FWM, Four-Wave Mixing)**, donde el batido de dos canales a la frecuencia diferencia modula la fase de la señal a dicha frecuencia, generando nuevos tonos en bandas adyacentes [Agr97]. A continuación, se describen las formas en que estos efectos perjudican el comportamiento del sistema óptico y las obligaciones que imponen en el diseño de sistemas avanzados. Además, lo que es más importante, se discuten las técnicas que reducen el impacto de las no-linealidades.

Los efectos de las interacciones no-lineales en una fibra entre dos señales copolarizadas se pueden expresar mediante el cambio en el campo eléctrico de una de las señales causado por la otra después de la propagación a través de una distancia dz . En general [Kam00]:

$$E_1(z + dz) = E_1(z) \exp\left[(-\alpha/2 + ik)dz + gP_2(z)dz/2A_e\right] \quad (\text{Ecuación 6.1})$$

Donde α es el coeficiente de pérdidas de la fibra, g es el coeficiente de ganancia dependiente de la frecuencia, $P_2(z)$ es la potencia inyectada de la otra señal y A_e es el área efectiva de la fibra. El área efectiva se puede calcular mediante integrales de traslación, pero, en general, es más fácil considerar que las fibras convencionales ($\lambda_0 = 1,3 \mu\text{m}$) tienen áreas efectivas de $80 \mu\text{m}^2$, mientras que las fibras de dispersión desplazada y las de dispersión no-cero tienen áreas efectivas de $55 \mu\text{m}^2$. Las áreas efectivas de fibras de dispersión compensada (DCF, *Dispersion-Compensating Fibers*) son típicamente mucho más pequeñas, del orden de $20 \mu\text{m}^2$.

El coeficiente g de ganancia representa la fuerza y la naturaleza de las no-linealidades. Por ejemplo, si g es una cantidad real, la no-linealidad produce ganancia o pérdida de potencia óptica tal y como sucede en la SRS y la SBS. Si g es imaginaria, la no-linealidad produce una modulación de fase y conduce a SPM, XPM o FWM. En algunos casos, por ejemplo, en ausencia de desvanecimiento no-lineal de señal y distorsión de pulso, la ecuación anterior se puede integrar a lo largo de la longitud de la fibra [Kam00]:

$$E_1(L) = E_1(0) \exp\left[(-\alpha/2 + ik)L + gP_2(0)L_e/2A_e\right] \quad (\text{Ecuación 6.2})$$

Donde L_e es la longitud efectiva no-lineal de la fibra responsable de las pérdidas en fibra y viene dada por $L_e = [1 - \exp(-\alpha L)]/\alpha$. Hay dos límites interesantes para L_e . Para $\alpha L \ll 1$, $L_e \approx L$, siendo L la longitud real de la fibra; para $\alpha L \gg 1$, $L_e \approx 1/\alpha$. En fibras típicas, la longitud $1/\alpha$ está alrededor de 20 km.

En situaciones más complejas, por ejemplo, en presencia de muchas señales o en caso de desvanecimiento de la señal debido a no-linealidades o incluso pequeñas distorsiones de pulso debidas a la dispersión, la **Ecuación 6.1** no se integra fácilmente. En estas situaciones, la evolución de las señales sólo se puede determinar resolviendo la ecuación no-lineal de Schrödinger para el campo eléctrico total que se propaga. En otros casos, se pueden utilizar simulaciones por ordenador [Kam00].

6.1. SRS (dispersión estimulada de Raman)

Resumen. La SRS es un efecto de banda ancha mediante el cual si se introducen en una fibra dos o más señales a diferentes longitudes de onda se produce una transferencia de potencia de la señal de mayor frecuencia a la de menor frecuencia. Además, el acoplo de potencia se puede producir tanto en el sentido de la propagación de las señales como en el sentido inverso, siempre y cuando en ese momento haya presencia de potencia en los dos canales [Agr97].

Por otra parte, en la SRS existe una potencia umbral que se define como la potencia de la onda incidente para la cual las dos ondas, incidente y Stokes (onda a la que se le transfiere la potencia), tienen a la salida de la fibra la misma potencia.

Del mismo modo, también existe una potencia umbral para la onda Stokes que se puede generar en el sentido opuesto al de la propagación de la onda incidente, y la expresión es similar. Como el umbral para la SRS hacia delante se alcanza antes que el umbral para la SRS hacia atrás, esa es la razón por la cual éste último no se suele tener tanto en cuenta en el estudio de los sistemas de comunicaciones ópticas.

Por último cabe destacar que para reducir los efectos de la SRS conviene reducir al máximo el espaciado entre canales y a ser posible no superar la potencia umbral.

La dispersión estimulada de Raman (SRS) es una interacción paramétrica no-lineal entre la luz y las vibraciones moleculares. La luz inyectada en una fibra óptica se dispersa parcialmente y se desplaza en frecuencia hacia abajo. El cambio de frecuencia óptica corresponde a la frecuencia vibracional de las moléculas. La SRS es similar a la SBS (dispersión estimulada de Brillouin), excepto que puede ocurrir tanto hacia delante como hacia atrás (en la misma dirección de propagación que la luz o en dirección contraria). El coeficiente Raman de ganancia está alrededor de tres órdenes de magnitud por debajo del coeficiente Brillouin de ganancia, de manera que en un sistema con un único canal el umbral SRS está alrededor de tres órdenes de magnitud por encima del umbral SBS, y es del orden de 1 W. Sin embargo, el ancho de banda de ganancia para la SRS, del orden de 12 THz ó 100 nm, es mucho mayor que el de la SBS. Por tanto, la SRS puede acoplar diferentes canales en un sistema WDM y dar lugar a diafonía.

La diafonía SRS se elimina de forma efectiva mediante el uso combinado de una dispersión cromática grande de la fibra, para transformar la diafonía en un efecto cuasi-determinista, y de una ecualización de potencia, para suprimir la parte determinista. La gestión de la dispersión es la técnica clave a la hora de diseñar sistemas ópticos WDM, ya que facilita la eliminación simultánea de la XPM y la diafonía SRS [Kam00].

6.2. SBS (dispersión estimulada de Brillouin)

Resumen. El origen de la SBS es similar al de la SRS: un fotón de la onda incidente desaparece para dar lugar a un fotón de frecuencia inferior y un fonón con la energía y el momento adecuado. Sin embargo existen algunas diferencias. En la SBS la onda Stokes (onda a la que se transfiere la potencia) se propaga en el sentido opuesto al de la onda incidente, mientras que en la SRS podía propagarse en los dos sentidos, y el umbral de potencia depende de la anchura espectral de la onda incidente. Estas diferencias se deben a que en la SBS se ven involucrados fonones acústicos en lugar de ópticos como era el caso de la SRS [Agr97].

Además, en la SBS la ganancia es conocida como ganancia de Brillouin, su espectro tiene una anchura de aproximadamente 20 MHz, y también depende de la composición del núcleo de la fibra. Por otra parte, el coeficiente de ganancia es casi independiente de la longitud de la onda incidente y su valor máximo para fibras de silicio es de aproximadamente 10-11 mW y lo alcanza para un desplazamiento de frecuencia de 11,1 GHz.

La dispersión de Brillouin es la interacción de la luz con señales acústicas del material. Las señales acústicas en el vidrio, por ejemplo, causan una variación en el índice de refracción que corresponde a las variaciones de la densidad de la señal. En fibras ópticas monomodo, las cuales tienen un eje de propagación bien definido, la única difracción posible corresponde a la reflexión hacia atrás o en sentido contrario al de propagación. Ya que la señal se mueve a la velocidad del sonido, la señal reflejada experimenta un desplazamiento Doppler, dado por $v_B = 2nV_s/\lambda$, donde n es el índice de refracción, V_s es la velocidad del sonido en el vidrio y λ es la longitud de onda de la luz. Este desplazamiento en frecuencia es para las frecuencias menores de las señales acústicas que viajan en la misma dirección que la luz incidente (llamada dispersión Stokes), y para las frecuencias mayores de las señales acústicas que se propagan en dirección contraria (llamada dispersión anti-Stokes). El ancho de banda de este proceso se determina por la atenuación acústica del vidrio. Para fibras de sílice a 1500 nm, esto se traduce en un ancho de banda alrededor de 20 MHz. Para fuentes con anchos de línea mayores de este valor, la eficiencia del proceso Brillouin disminuye. Si hay potencia óptica significativa a la frecuencia de la luz desplazada hacia abajo, el patrón de interferencia entre la luz incidente y la desplazada puede crear señales acústicas, las cuales dispersan por turno más luz incidente. La SBS ocurre cuando la luz incidente tiene una intensidad lo suficientemente alta para que la energía sumada a las señales acústicas por la dispersión Stokes incremente de forma significativa su amplitud, incrementando por tanto de manera significativa la probabilidad de dispersar más luz incidente [Kam00].

6.3. SPM (automulación de fase)

Resumen. El efecto SPM surge debido a que el índice de refracción de la fibra tiene una componente dependiente de la intensidad. Este índice de refracción no lineal induce un desplazamiento de fase que es proporcional a la intensidad del pulso. De esta forma, las diferentes partes del pulso sufren diferentes desplazamientos de fase lo que provoca que el pulso adquiera un cierto chirp, que a su vez modificará los efectos de la dispersión sobre el pulso.

El índice de refracción del sílice es débilmente dependiente de la intensidad, de modo que el índice tiene la forma [Kam00]:

$$n = n_0 + n_2 \frac{P}{A_e} \quad (\text{Ecuación 6.3.1})$$

El coeficiente n_2 , para fibras de sílice, es $2,6 \cdot 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$. Este número tiene en cuenta el promedio del estado de polarización de la luz a medida que viaja por la fibra. La contribución no-lineal al índice de refracción da como resultado un cambio de fase de la luz que se propaga en una fibra de [Kam00]:

$$\Phi_{NL} = \gamma P L_e \quad (\text{Ecuación 6.3.2})$$

donde $\gamma = \frac{2\pi n_2}{\lambda A_e}$

Siendo γ el coeficiente no-lineal. Este cambio de fase comienza a ser importante (aproximadamente $\pi/2$) cuando la potencia multiplicada por la longitud neta efectiva del sistema alcanza el valor 1 mW·Mm ó 1 W·km. El primer conjunto de unidades es útil para sistemas grandes amplificados y el segundo para sistemas sin repetidores. Aunque la no-linealidad del índice es pequeña, las longitudes y potencias que se pueden alcanzar hoy en día gracias al uso de amplificadores ópticos garantizan que el índice no-lineal jugará un papel fundamental en el diseño de sistemas futuros.

La SPM ocurre cuando una señal modulada en intensidad viaja a través de una fibra óptica. Debido al índice no-lineal de refracción, el pico de un pulso viaja más lentamente (o más rigurosamente, acumula desfase más rápidamente) que los extremos. Esto se traduce en que la longitud de onda se estira en el borde principal del pulso y se comprime en la estela del pulso. Por lo tanto, el borde principal del pulso adquiere un “desplazamiento rojo” y la estela adquiere un “desplazamiento azul”. Entonces, la señal se ensancha en el dominio de la frecuencia [Kam00]:

$$\Delta B = \gamma L_e \frac{dP}{dt} \quad (\text{Ecuación 6.3.3})$$

Donde dP/dt es la derivada con respecto al tiempo de la potencia del pulso. Este es el desplazamiento en frecuencia experimentado por el transitorio del pulso. Este ensanchamiento puede terminar en penalizaciones debido al ancho de banda de filtrado o en distorsión del pulso resultante de la dispersión cromática.

En el régimen “normal” de dispersión, en el que la dispersión cromática es negativa, que corresponde a un retardo de grupo decreciente con la longitud de onda, el borde principal del pulso, que está desplazado al rojo por la no-linealidad, viaja más rápidamente y se aleja del centro del pulso. Por otra parte, la estela del pulso, desplazada hacia el azul, viaja más lentamente y también se aleja del centro del pulso. Luego el pulso se ensancha debido a los efectos combinados de la no-linealidad y la dispersión. En el régimen “anómalo” de dispersión, que corresponde a un retardo de grupo creciente con la longitud de

onda y a una dispersión cromática positiva, el borde principal desplazado hacia el rojo, viaja más lentamente y se mueve hacia el centro del pulso. Del mismo modo, la estela del pulso, desplazada hacia el azul, viaja más rápidamente y también se mueve hacia el centro del pulso. Por lo tanto, el pulso se estrecha.

Este estrechamiento del pulso en el régimen anómalo de dispersión sugiere que la SPM se puede usar para compensar la dispersión. El ejemplo extremo de esto es la transmisión de solitones; sin embargo, incluso con pulsos NRZ convencionales, existe cierta compensación. La **Figura 6.3.1** muestra una serie de simulaciones del comportamiento de un sistema a 10 Gbps en fibra convencional con una dispersión cromática (anómala) de 17 ps/nm·km para una potencia media de 10, 20 y 40 mW, al igual que el caso lineal (obtenido fijando el índice no-lineal a cero en la simulación). El caso lineal muestra una penalización de 1 dB aproximadamente a 60 km, mientras que cuando se tiene en cuenta la no-linealidad, la penalización disminuye volviéndose efectivamente cero a una potencia media de 40 mW. Hay que observar que la curva para una potencia media de 40 mW corta a la de 20 mW a una longitud de 85 km. Es típico que un sistema con potencias mayores exhiba una degradación repentina en el comportamiento a medida que la longitud aumenta [Kam00].

En sistemas con compensación de dispersión, esta competición entre dispersión y no-linealidad conduce al uso de una cantidad de compensación menor que la esperada para el caso lineal. La **Figura 6.3.2** muestra la penalización para una transmisión a 10 Gbps sobre 170 km de fibra convencional con una potencia media de 40 mW, en función de la cantidad de compensación de dispersión. El eje horizontal se etiqueta con la longitud de la fibra de transmisión que se compensa. En otras palabras, en el extremo derecho del eje la compensación es completa, y en el extremo izquierdo hay una dispersión residual que corresponde a 80 km de fibra convencional. En el caso no-lineal, hay claramente un rango óptimo de compensación que está por debajo de la compensación completa. La penalización en el caso no-lineal es menor que en el caso lineal en la mayor parte de la gráfica, pero crece abruptamente cerca de la compensación completa debido al ensanchamiento del espectro de la señal producido por la SPM.

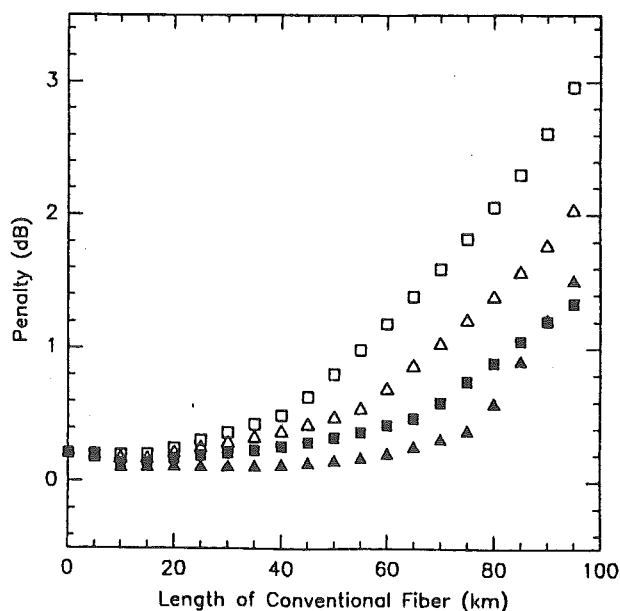


Figura 6.3.1. Simulación de una transmisión a 10 Gbps en función de la longitud de la fibra convencional usada. Se muestran los resultados para transmisión lineal (cuadrados blancos), potencia media de 10 mW (triángulos blancos), 20 mW (cuadrados negros) y 40 mW (triángulos negros) [Kam00].

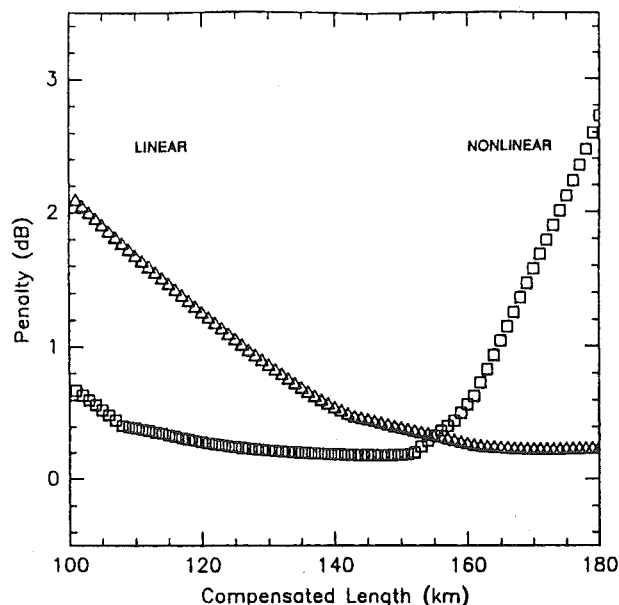


Figura 6.3.2. Simulación de una transmisión a 10 Gbps sobre 180 km de fibra en función del grado de compensación de dispersión; una longitud compensada de 180 km corresponde a la compensación total. Transmisión lineal (triángulos), y no-lineal (cuadrados) [Kam00].

La gráfica anterior desprecia cualquier no-linealidad presente en la compensación. Si se usa fibra de dispersión compensada (DCF), las pequeñas áreas de núcleo y las relativamente altas pérdidas de estas fibras llevan a no-linealidades significativas. Por último, destacar que otro método para reducir el impacto de la SPM es la inversión espectral.

6.4. XPM (modulación cruzada de fase)

Resumen. La XPM surge debido a que el índice de refracción efectivo para una onda depende no sólo de la intensidad de esa onda sino también de la intensidad de cualquier otra onda que se propague junto a ella. Por este motivo, en sistemas WDM, el desplazamiento de fase dependiente de la intensidad del campo y el consecuente chirp inducido por el efecto de la SPM se agrava a causa de las intensidades de las señales de los otros canales.

En la práctica, el efecto de la XPM en sistemas WDM que operan sobre fibras monomodo se puede reducir de forma significativa aumentando el espaciado entre los canales. Así, debido a la dispersión, las constantes de propagación llegan a ser lo suficientemente diferentes como para que los pulsos de cada canal viajen de forma independiente. Esto es, la interacción descrita disminuye porque "no les da tiempo a modificarse de fase".

La modulación cruzada de fase es otra de las formas en que las fluctuaciones de la intensidad afectan a la fase de la señal. En este caso, las fluctuaciones de intensidad responsables de la XPM surgen de la modulación de los otros canales presentes en un sistema WDM. El

desplazamiento en frecuencia causado por las variaciones de la intensidad en otro canal viene dado por [Kam00]:

$$\Delta B = 2\gamma L_e \frac{dP}{dt} \quad (\text{Ecuación 6.4.1})$$

Donde dP/dt es la derivada con respecto al tiempo de la potencia del pulso interferente. Esto es análogo a la expresión dada para la SPM (ver Ecuación 6.3.3) excepto por el factor 2. Este factor surge del escrutinio de los términos en la expansión de la polarización no-lineal. ***Por tanto, se asume que la XPM es una limitación más severa que la SPM para sistemas WDM porque el efecto es dos veces mayor para cada canal interferente y hay probablemente muchos otros canales para generar esta interferencia.*** Sin embargo, la dispersión cromática juega un papel muy importante en el impacto de la XPM en el sistema. Como en el caso de la SPM, no hay impacto del ensanchamiento espectral introducido por la XPM si no hay dispersión cromática que transforme este ensanchamiento espectral en un ensanchamiento del pulso. Sin embargo, además, puesto que la XPM es una interacción entre distintos canales, la presencia de la dispersión cromática también significa que los pulsos en los canales interferentes en general no permanecen superpuestos en el canal de interés. Esto tiende a reducir el impacto de la XPM. Esto se observa más fácilmente si se consideran dos pulsos aislados en canales diferentes que se propagan en una fibra sin pérdidas. A medida que el borde principal del pulso interferente se va superponiendo en el centro del pulso de interés, el pulso de señal recibe un desplazamiento rojo debido a la creciente intensidad del pulso interferente. Mientras los pulsos se solapan unos a otros, y la estela del pulso interferente se superpone, el pulso de la señal recibe un desplazamiento azul. En realidad, el desplazamiento neto en frecuencia experimentado por una porción en particular del pulso de la señal es proporcional a la integral de la derivada de la intensidad del pulso interferente. Por lo tanto, cuando los pulsos se solapan completamente unos a otros, no hay efecto residual [Kam00].

La Figura 6.4.1 muestra los resultados de la simulación que demuestran este efecto. La simulación considera dos pulsos de 400 ps separados 1 nm que se propagan en una fibra sin pérdidas con una dispersión cromática igual a la de una fibra monomodo convencional (16 ps/nm·km). Al comienzo de la fibra, los pulsos tienen una separación centro-a-centro de 800 ps y la figura muestra los espectros ópticos a la entrada (0 km) y cada 25 km de fibra. El pulso señal tiene una potencia pico de 2 mW de manera que la SPM sea despreciable en un tramo tan corto de fibra, mientras que el pulso interferente tiene una potencia pico de 20 mW de forma que los efectos de la XPM en el pulso señal sean considerables. A la entrada (0 km) los espectros de los pulsos tienen la forma esperada que resulta de la forma cuadrada del pulso de entrada. A 25 km del comienzo de la fibra, se puede ver el efecto de la SPM en el pulso interferente que ensancha el espectro. El efecto de la XPM en el pulso señal empieza a ser visible y también se pueden observar nuevas señales generadas por la FWM (mezcla de cuatro ondas). A los 50 km, los pulsos están perfectamente solapados. Es interesante anotar que el ensanchamiento de la señal debido a la XPM es menor que el ensanchamiento del pulso interferente que resulta de la SPM. En ausencia de dispersión, se puede esperar que el

efecto de la XPM sea mayor debido al factor 2 de la **Ecuación 6.4.1**; sin embargo, el hecho de que el borde del pulso interferente se mueva a través de la señal significa que el tiempo que pasa en cualquier porción del pulso señal disminuye. A 75 km, el flanco de bajada del pulso interferente empieza a pasar a través del pulso señal. El ensanchamiento del pulso señal es ahora menor que a 50 km ya que la porción de pulso interferente con intensidad decreciente produce un desplazamiento en frecuencia de signo contrario al producido previamente por el flanco de subida. Un mecanismo similar es también el responsable de la disminución de las señales debidas a la FWM. A los 100 km, los pulsos han pasado completamente uno a través de otro, y los efectos de la XPM se desvanecen por completo, mientras que el efecto de la SPM en el pulso interferente permanece. Este ejemplo ilustra que la dispersión se puede traducir en una reducción de los efectos de la XPM, por lo menos en una fibra sin pérdidas. La **Figura 6.4.2** muestra los resultados para un caso menos idealizado. Tres canales, cada uno con una potencia media de 5 mW, se inyectan en una fibra convencional con una dispersión cromática de 16 ps/nm·km. El eje horizontal es la separación entre canales y en el eje vertical se representa la relación entre la altura media y la desviación estándar del nivel de los "unos". El comportamiento de un sistema con un único canal viene dado por la línea de puntos. El comportamiento multicanal se degrada considerablemente respecto del único canal para separaciones entre canales de unas pocas décimas de nanómetros, pero mejora aproximadamente al valor de canal único para separaciones entre canales mayores de 0,8 nm.

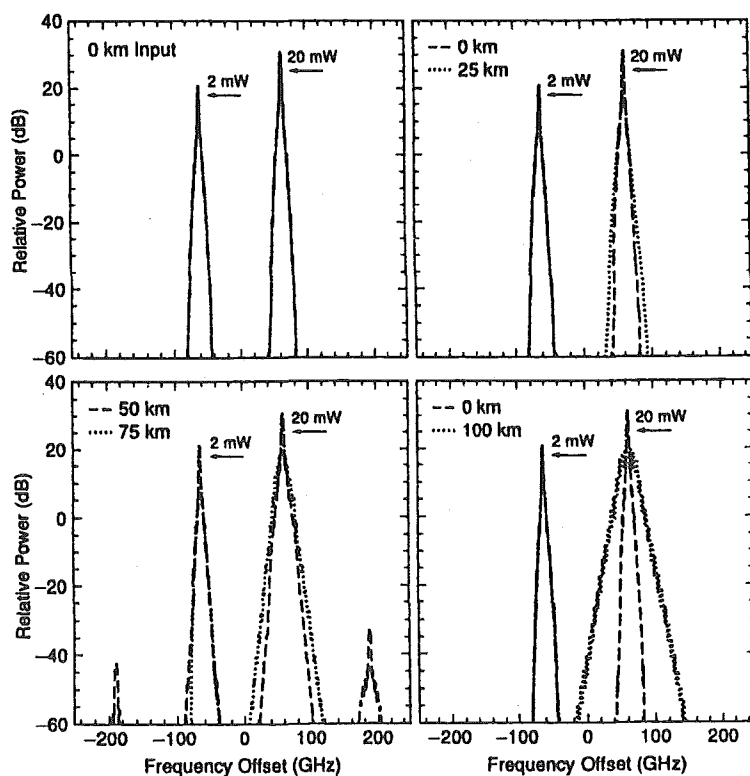


Figura 6.4.1. Simulación de dos pulsos de 400 ps que se propagan sobre 100 km de fibra sin pérdidas con dispersión de 16 ps/nm·km y una separación entre canales de 1 nm. La señal tiene una potencia pico de 2 mW, mientras que el pulso interferente tiene una potencia pico de 20 mW. Los pulsos están separados por 800 ps (centro a centro) a la entrada (0 km), comienzan a superponerse a los 25 km, están perfectamente superpuestos a los 50 km y se separan de nuevo a los 100 km [Kam00].

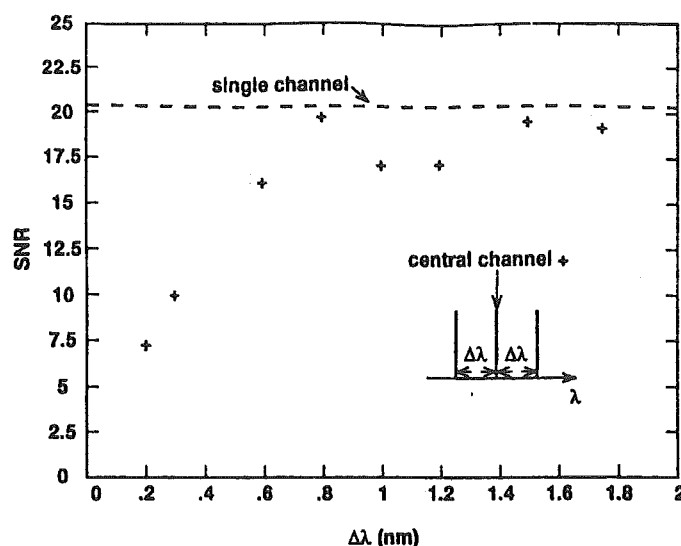


Figura 6.4.2. Representación de la “SNR”, definida como la altura media de los unos dividida entre la desviación estándar del nivel de los unos, en función de la separación entre canales para un sistema con tres canales a 2,5 Gbps que opera sobre tres tramos de 120 km de longitud cada uno de fibra convencional con una dispersión cromática de 16 ps/nm·km [Kam00].

Experimentando con esquemas de modulación sinusoidal y ON–OFF se observa una reducción en el índice de modulación de fase cuando el parámetro de walk-off (producto de la dispersión por la separación entre canales) es grande. Si se calcula la función de transferencia de modulación dependiente de la frecuencia entre la intensidad de un canal y la fase de otro, se encuentra que la dispersión limita el ancho de banda de esta interacción. Esta función de transferencia presenta resonancias en caso de tener múltiples tramos de amplificación, que resultan de la periodicidad espacial del sistema. También se demuestra que una compensación de la dispersión demasiado frecuente puede terminar en una pérdida de la capacidad de suprimir la XPM debido a la dispersión.

Mediante un sencillo análisis se puede obtener una perspectiva de la dependencia de los efectos de la XPM con la dispersión y la separación entre canales. Se supone que hay la suficiente dispersión como para asegurar que los bits de canales adyacentes interactúan unos con otros en una distancia de propagación menor que la longitud de absorción de la fibra. En este régimen de funcionamiento, usando los resultados de la **Figura 6.4.1**, sólo se consideran los efectos de las colisiones “incompletas”, ya que las colisiones completas entre pulsos tienen un efecto pequeño. Por “incompleta” se entiende que el borde del pulso interferente pasa sólo en parte a través de la señal. El desplazamiento en frecuencia inducido en la porción de señal por semejante colisión incompleta viene dado por la siguiente ecuación, análoga a la **Ecuación 6.4.1** [Kam00]:

$$\Delta B = 2\gamma \frac{\varepsilon T}{D\Delta\lambda} \cdot \frac{P}{\varepsilon T} \quad (\text{Ecuación 6.4.2})$$

Donde γ es el coeficiente no-lineal, T es el intervalo de bit, ε es la fracción del intervalo de bit que se requiere para la transición de cero a uno, D es la dispersión cromática, $\Delta\lambda$ es la separación entre canales y P es la potencia del pulso interferente. Esta ecuación heurística se deriva bajo la hipótesis de que las pérdidas se pueden despreciar durante la colisión. También se supone que la transición de cero a uno se hace con una pendiente lineal, lo que no es esencial, al anularse en realidad el tiempo de transición en la ecuación anterior. Para considerar cuál es el efecto de este desplazamiento en frecuencia en un sistema, se calcula el cambio de sitio (retardo temporal) del flanco desplazado en frecuencia de un pulso con respecto al flanco no-desplazado; en otras palabras, el ensanchamiento (o compresión) del pulso.

$$\delta t = DL\delta\lambda = \lambda^2 DL \frac{\Delta B}{c} \quad (\text{Ecuación 6.4.3})$$

Donde L es la longitud total del sistema y $\delta\lambda$ es la separación en longitud de onda que corresponde a ΔB . Sustituyendo por ΔB , nos queda que [Kam00]:

$$\delta t = 2 \frac{\gamma PL \lambda^2}{\Delta\lambda c} = 2 \frac{\gamma PL}{\Delta f} \quad (\text{Ecuación 6.4.4})$$

Donde Δf representa la separación entre canales en frecuencia. hay que fijarse en que la dispersión cromática se anula al deducir la ecuación anterior. Esto ocurre ya que la magnitud del ensanchamiento ΔB disminuye a medida que aumenta D , pero el impacto de tal ensanchamiento aumenta con D . Este ensanchamiento temporal corresponde al que se presenta debido a una única colisión incompleta cerca de la entrada al sistema. En un sistema con tres canales, como el de la **Figura 6.4.2**, es posible que los canales interferentes den lugar a una colisión incompleta en el mismo bit. Esto podría incrementar el ensanchamiento en un factor 2. Para un sistema con más canales, el peor caso de ensanchamiento vendría dado por un sumatorio en el que los canales más distantes contribuirían progresivamente menos debido al factor $\Delta\lambda$ en el denominador de la ecuación anterior. Para un sistema con 10 canales, esto se traduciría en la sustitución del factor 2 de la ecuación anterior por un 8. Típicamente, para un comportamiento en transmisión aceptable, este ensanchamiento del pulso, δt debe ser menor de $T/4$. Usando esto, de la ecuación anterior nos queda que [Kam00]:

$$\frac{\Delta f}{R} > 16\gamma PL \quad (\text{Ecuación 6.4.5})$$

Donde R es el régimen binario y el factor 16 hace referencia a un sistema con tres canales. Para 2,5 Gbps con 5 mW por canal y una longitud total de 360 km (los parámetros usados en la **Figura 6.4.2**), esto da como resultado la condición de que la separación entre canales deba superar los 80 GHz, de acuerdo con los resultados de la figura. Por supuesto, el impacto de la XPM se puede reducir mediante técnicas de gestión de la dispersión, las cuales mantienen una dispersión cromática local alta, y la reducción asociada del

ensanchamiento inducido por la XPM, mientras que a través del uso de tramos concatenados de fibra de signos contrarios de dispersión se consigue una dispersión cromática total baja [Kam00].

6.5. FWM (mezcla de cuatro ondas)

Resumen. La FWM es un fenómeno por el cual cuando se propagan varias ondas a frecuencias $\omega_1, \omega_2 \dots \omega_n$, la dependencia con la intensidad del índice de refracción no sólo induce a desplazamientos de fase dentro de cada canal, sino a la aparición de nuevas ondas a frecuencias $\omega_i \pm \omega_j \pm \omega_k$. Entre estas señales, las más problemáticas son las que corresponden a $\omega_{ijk} = \omega_i + \omega_j - \omega_k$, con i y j distintos de k , porque para medios en los que la dispersión no es nula el resto de ellas puede despreciarse debido a la carencia de concordancia de fase.

La mezcla de cuatro ondas (FWM) es una no-linealidad de tercer orden, la cual es análoga a la distorsión de intermodulación en sistemas eléctricos. Al igual que la SPM y la XPM, la FWM se genera a causa de que el índice de refracción del sílice depende de la intensidad; sin embargo, su impacto en el comportamiento de un sistema WDM es completamente distinto [Kam00]. **En la FWM, el batido entre dos canales de un sistema WDM a su frecuencia diferencia modula la fase de uno de los canales a esa frecuencia, generando de este modo nuevos tonos como bandas laterales.** Cuando interactúan tres señales de frecuencias f_i, f_j y f_k ($k \neq i, j$) mediante la susceptibilidad eléctrica de tercer orden, generan una señal de frecuencia $f_{ijk} = f_i + f_j - f_k$. Por tanto, tres señales que se propaguen al mismo tiempo dan lugar, debido a la FWM, a nueve nuevas señales ópticas. En un sistema WDM, esto sucede en cada ocasión que tengamos tres señales en otros tantos canales con $k \neq i, j$; por lo tanto, incluso si el sistema sólo tiene 10 canales, se generan cientos de nuevos componentes en frecuencia a causa de la FWM. **En sistemas WDM con canales igualmente espaciados, todos los productos de intermodulación generados por la FWM en el ancho de banda del sistema caen a las frecuencias del canal, lo que da origen a diafonía.**

Asumiendo que las señales de entrada no sufren desvanecimiento por la generación de productos de mezcla, la potencia pico del producto de mezcla viene dada por (en el sistema internacional) [Kam00]:

$$P_{ijk} = \left(\frac{D_{ijk}}{3} \gamma L_e \right)^2 P_i P_j P_k e^{-\alpha L} \eta \quad (\text{Ecuación 6.5.1})$$

Donde $D_{ijk} = 3$ para productos de dos tonos y 6 para productos de tres tonos, y es el coeficiente no-lineal, definido en la Ecuación 6.3.2, L_e es la longitud efectiva de la fibra y P_i, P_j y P_k son las potencias pico de entrada de los canales. La eficiencia η viene dada por [Kam00]:

$$\eta = \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + \beta^2} \left(1 + \frac{4e^{-\alpha L} \sin^2(\Delta\beta L/2)}{(1 - e^{-\alpha L})^2} \right) \quad (\text{Ecuación 6.5.2})$$

La cantidad $\Delta\beta$ es la diferencia de las constantes de propagación de las distintas señales, debida a la dispersión, dada por [Kam00]:

$$\Delta\beta = \beta_i + \beta_j - \beta_k - \beta_{ijk} = \frac{2\pi\lambda^2}{c}(f_i - f_k)(f_j - f_k) \left[D(\lambda) - \frac{\lambda^2}{c} \left(\frac{f_i + f_j}{2} - f \right) \frac{dD}{d\lambda} \right] \quad (\text{Ecuación 6.5.3})$$

Donde la dispersión D y su pendiente se calculan a la longitud de onda genérica λ y $f = c/\lambda$. La **Ecuación 6.5.2** extendida para múltiples tramos amplificadores viene expresada en el **Apéndice B**.

Los sistemas WDM de alta velocidad requieren de forma simultánea alta potencia inyectada y baja dispersión. Esto intensifica mucho la eficiencia de la generación FWM, haciendo que sea la FWM el efecto no-lineal dominante en estos sistemas. Para una dispersión cromática de la fibra suficientemente baja, $\Delta\beta \approx 0$ y $\eta \approx 1$. Si además, todos los canales tienen la misma potencia pico de entrada P , la relación entre la potencia generada P_{ijk} y la potencia del canal en el receptor se puede escribir como [Kam00]:

$$\frac{P_{ijk}}{P(L)} = \left(\frac{D_{ijk}}{3} \right)^2 (\gamma P L_e)^2 \quad (\text{Ecuación 6.5.4})$$

Es importante observar que esta relación es directamente proporcional a P^2 . Para el caso de un producto de tres tonos ($D_{ijk} = 6$), suponiendo $L_e = 22$ km y $A_e = 55 \mu\text{m}^2$, el producto de mezcla en relación a la potencia transmitida por canal está alrededor de $0,01 \cdot P^2$ [mW^2].

La **Figura 6.5.1** muestra el espectro medido a la salida de una fibra de dispersión desplazada (DSF) ($\lambda_0 = 1547,3$ nm) de 25 km de longitud cuando se inyectan a la entrada tres señales de 3 mW de potencia cada una. Se observan nueve nuevas frecuencias con una relación pico-a-pico máxima de 0,01 con respecto a las señales de entrada. Para N canales el número de productos de mezcla generados es $M = \frac{1}{2}(N^3 - N^2)$, de manera que para ocho canales se generan 224 productos. La traza superior de la **Figura 6.5.2** muestra el efecto del experimento de la **Figura 6.5.1** en el patrón de bit del canal central cuando los tres canales están igualmente espaciados. Claramente, incluso a estos bajos niveles de potencia y a estas cortas longitudes del sistema, se observan importantes efectos perjudiciales. El espaciado uniforme de las frecuencias del canal de entrada causa que el gran producto de mezcla cerca de 1545 nm caiga a la misma frecuencia que el canal central, y el batido resultante da lugar a la anchura apreciable del nivel "uno". Por tanto, aunque el producto en sí mismo sólo tiene un 1% de la potencia del canal, da como resultado una fluctuación de ± 1 dB en la potencia recibida [Kam00].

La evaluación de la degradación del comportamiento debida a la FWM en sistemas WDM es bastante complicada. Aunque para el caso sencillo de un único producto de mezcla generado a la frecuencia del canal, el efecto perjudicial se puede ver fácilmente en términos de penalización en potencia; cuando se generan varios productos de mezcla a la misma frecuencia, la interferencia total depende fuertemente de las fases relativas de los productos

de mezcla. Una aproximación como penalización en potencia puede no ser adecuada, ya que la probabilidad de todos los productos de mezcla alineados en contrafase con el canal puede ser pequeña. Cuando un gran número de productos de mezcla de tamaño comparable se generan a la frecuencia del canal, el teorema del límite central se cumple y la totalidad de los productos de mezcla generados a la misma frecuencia se puede tratar como un ruido gaussiano con una potencia igual a la suma de las potencias de los productos de mezcla sencillos. **El efecto de la FWM en el comportamiento de un sistema WDM amplificado se puede tratar en este caso en términos de degradación de la SNR óptica.**

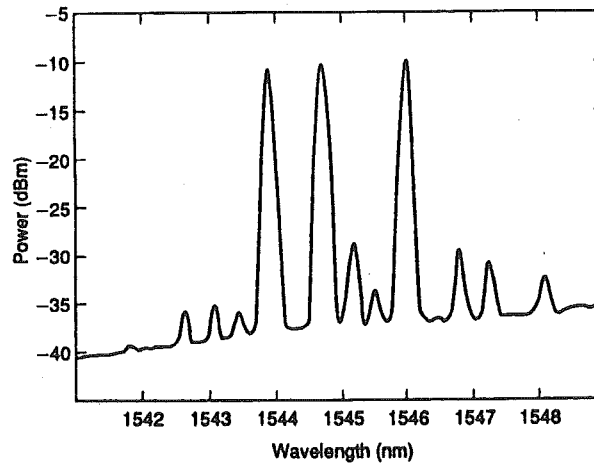


Figura 6.5.1. Espectro de potencia óptica medido a la salida de una fibra de dispersión desplazada ($D = -0,2$ ps/nm·km en el canal central) de 25 km de longitud cuando se inyectan tres canales de 3 mW cada uno [Kam00].

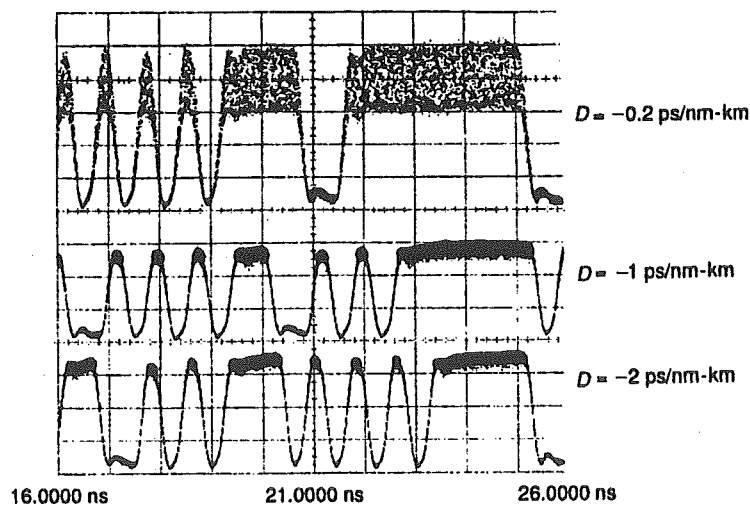


Figura 6.5.2. Patrones de bit observados en el canal central cuando los tres canales tienen la misma separación de modo que el mayor producto de mezcla caiga en el canal central, mostrados para tres valores diferentes de la dispersión cromática de la fibra. La potencia inyectada es de 3 mW/canal [Kam00].

Los casos intermedios en que se tienen unos pocos productos de mezcla a cada frecuencia, o productos de mezcla con potencias desiguales, se pueden tratar analíticamente, incluyendo el efecto de los estadísticos de la modulación, suponiendo que los productos de mezcla tienen fases independientes, uniformemente distribuidas entre 0 y 2π . En presencia de FWM, la potencia del canal n a la salida de la fibra dada en la **Ecuación 6.5.1** se puede aproximar por [Agr97, Kam00]:

$$P_n(L) = P e^{-\alpha L} \left[1 + 2\gamma P L_e \sum_{A_n} \sqrt{\eta_{ijk}} \left(\frac{D_{ijk}}{3} \right) \cos(\phi_{ijk}) \right] \quad (\text{Ecuación 6.5.5})$$

Donde $A_n = \{(i, j, k) \mid i, j, k \in 1 \dots N, k \neq i, j, k = i + j - n\}$ es el conjunto de todos los tríos de números de canal que generan un producto de mezcla en el canal n , N es el número de canales, η_{ijk} es la eficiencia y ϕ_{ijk} es la fase del producto de mezcla relativa al canal que depende de las fases de los canales generadores. La naturaleza coherente de la interferencia de mezcla se manifiesta en esta ecuación. La potencia óptica del canal n en el receptor $P_n(L)$ aumenta o disminuye con la interferencia de la mezcla, dependiendo de los valores reales de la ϕ_{ijk} .

Puesto que la FWM es el efecto dominante en sistemas WDM, ha recibido una atención considerable y se han propuesto varios métodos para suprimirla. Si se usan señales polarizadas ortogonalmente se puede suprimir la FWM, debido a su fuerte dependencia con la polarización. Sin embargo, la dispersión de la polarización del modo cambia las polarizaciones relativas e introduce un desvanecimiento (fading) que varía lentamente, de forma que incluso una pequeña PMD (*Polarization-Mode Dispersion*) sirve para hacer irrelevantes los estados iniciales de polarización de los canales en un sistema WDM de gran longitud. El aumento del espaciado entre canales se puede usar para reducir la eficiencia de generación de productos de mezcla, pero la mejora se logra a expensas del ancho de banda óptico, y cuando se emplea una fibra DSF (de dispersión desplazada) se tienen que tomar precauciones para evitar que los canales se sitúen a una longitud de onda igual a λ_0 o equidistante de λ_0 en cualquier tramo de fibra. Con una fibra de dispersión no-cero, es válida la aproximación $\eta \propto 1/\Delta f^4$, por lo tanto doblando el ancho de banda que suprime la FWM en 12 dB y (ver **Ecuación 6.5.4**) permite un incremento en la potencia por canal de 6 dB. **La inversión espectral se puede usar en principio para eliminar la FWM, aunque la naturaleza sensible a la fase y a la polarización de la FWM la convierte en un desafío a la hora de utilizar con éxito esta técnica en un sistema de larga longitud.**

A continuación [Kam00], **se describen en detalle dos esquemas que permiten una casi completa eliminación de los efectos perjudiciales de la FWM: espaciamiento desigual de las frecuencias de canal y gestión de la dispersión de la fibra. Estos dos métodos permiten el uso de transmisores convencionales y no requieren dispositivos adicionales en la línea de transmisión.**

La degradación de la FWM resulta principalmente de la interferencia coherente en el detector entre las señales de mezcla y la señal óptica principal. Si los canales se organizan de manera que ningún producto de mezcla caiga

en cualquiera de los canales, se puede evitar esta diafonía. Puesto que los sistemas WDM típicos usan grandes espaciados entre canales comparados con el ancho de banda de las señales, existe la posibilidad de utilizar este "ancho de banda desperdiciado" para colocar los productos de mezcla lejos de los canales. Hay que fijarse en que en sistemas con canales igualmente espaciados en *longitud de onda*, la separación en frecuencia no es uniforme. Sin embargo, el espaciado desigual en frecuencia inherente en el espaciado desigual en *longitud de onda* no es suficiente para prevenir las interferencias. La diferencia del espaciado en frecuencia, y por tanto el offset del producto de la mezcla del canal, debe ser por lo menos dos veces igual al régimen binario para evitar cualquier interferencia. Para el caso de los tres canales de la **Figura 6.5.2**, es necesario que la separación entre canales sea 4 nm para que la diferencia del espaciado en frecuencia, que resulta del espaciado igual en longitud de onda, sea 2,5 GHz. El requisito de que ningún producto de mezcla caiga en cualquier canal es equivalente a exigir que la diferencia entre cualesquiera dos frecuencias de canal sea única. La **Figura 6.5.3** muestra el número de productos de mezcla a varias frecuencias para un sistema de 10 canales para un espaciado entre canales tanto igual (a) como desigual (b), donde los productos de mezcla están alejados de los canales por lo menos 25 GHz y los canales están separados por lo menos 1 nm. La **Figura 6.5.4** muestra una simulación de este caso; la mejora del comportamiento es obvia. El uso de un espaciado desigual entre canales requiere una expansión del ancho de banda, que depende de los parámetros del sistema y generalmente es menor que un factor dos para sistemas con más de 10 canales. Además, el uso de un espaciado desigual entre canales plantea exigencias adicionales en la estabilización de las fuentes láser. Una estimación aproximada de la mejora del comportamiento que se puede lograr con una separación desigual entre canales se puede obtener considerando la generación de un producto de mezcla. Para un sistema igualmente espaciado, un producto de mezcla con una potencia 20 dB menor que la de la señal es suficiente para generar un cierre del ojo del 20% y, por lo tanto, producir una penalización de 1 dB, como se ha estudiado previamente, debido a la interferencia coherente entre la señal de mezcla y la señal en el detector. Con espaciado desigual entre canales, el único efecto de la FWM es la pérdida de la potencia del canal. En este caso, para producir una penalización de 1 dB, la señal de mezcla debe tener una potencia igual al 20% de la potencia del canal; por lo tanto, su potencia debe estar 7 dB por debajo de la potencia de la señal y 13 dB por encima de la potencia de la señal en el caso de tener una misma separación entre canales. Puesto que la potencia relativa de mezcla crece proporcionalmente al cuadrado de la potencia de la señal (**Ecuación 6.5.4**), se supone que el espaciado desigual entre canales permite un incremento de la potencia transmitida de alrededor de 6,5 dB para la misma penalización [Kam00].

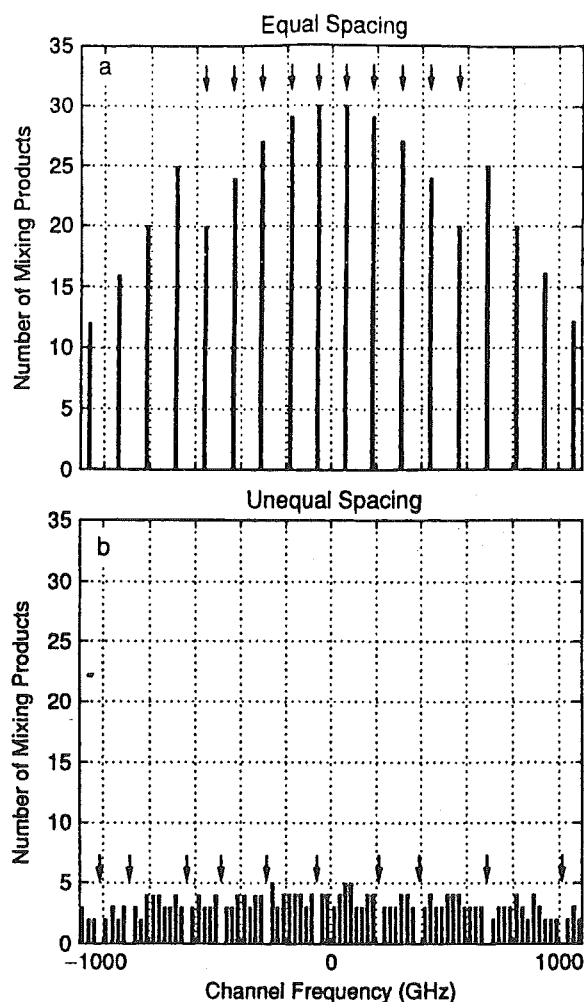


Figura 6.5.3. Gráficas que muestran el número de productos de mezcla que caen a distintas frecuencias para un sistema con 10 canales. (a) Canales con la misma separación entre ellos. (b) Canales con distinta separación entre ellos. Las flechas indican las frecuencias de canal [Kam00].

La Figura 6.5.5 es un diagrama esquemático del montaje experimental que demuestra este comportamiento mejorado. Se inyectan ocho canales a 10 Gbps en 137 km de fibra DSF (de dispersión desplazada). La longitud de onda de dispersión cero de los 40 km iniciales de la línea (la porción de la fibra relacionada con la generación de productos de mezcla) cae a mitad de camino entre el segundo y el tercer canal. Los carretes sobrantes de fibra tienen longitudes de onda de dispersión cero que disminuyen lentamente. Los espectro de entrada y salida se muestran en la Figura 6.5.6 para una separación entre canales tanto igual como distinta. El ancho de banda total ocupado es el mismo. La Figura 6.5.7 muestra la tasa de error de bit (BER) en función de la potencia inyectada para ambos casos. Es importante observar que el caso de misma separación entre canales presenta una BER mínima de 10^{-6} , mientras que el caso de distintas separaciones entre canales opera esencialmente libre de errores entre 2 y 6 dBm (entre 1,6 y 4 mW) de potencia de entrada. La degradación presente a 7 dBm surge a partir de la pérdida de la

potencia del canal debido a los productos de mezcla. Por tanto, un sistema con distintas separaciones entre canales permite un incremento de entre 6 y 7 dB en la potencia inyectada, pero a la larga, la generación de los productos de mezcla degrada el comportamiento del sistema.

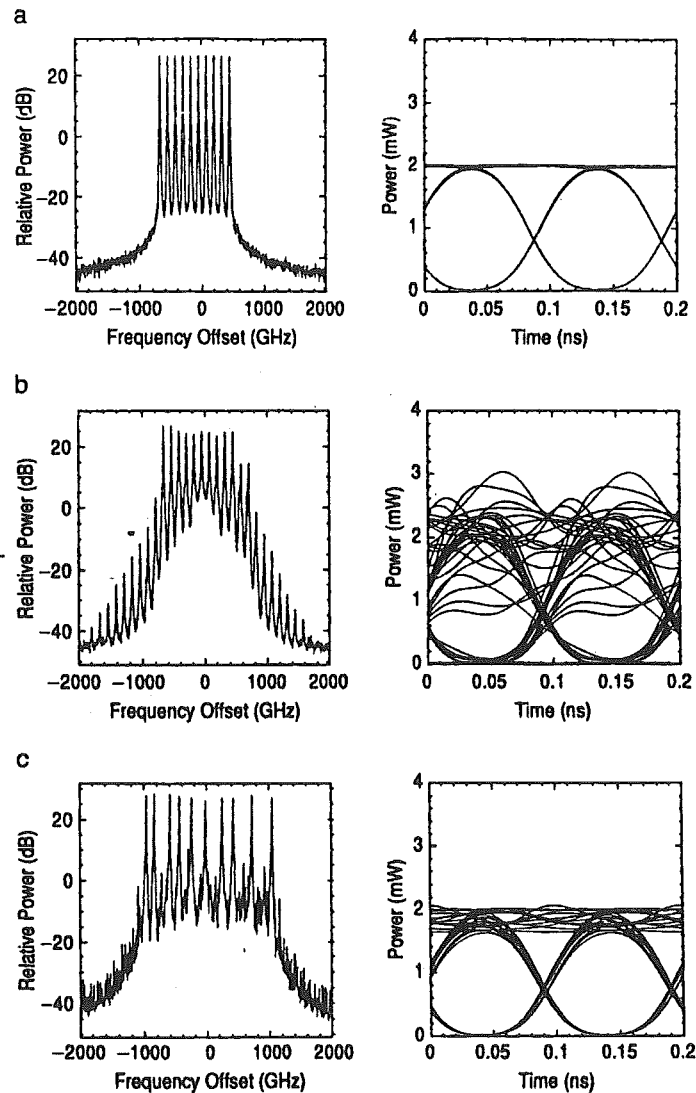


Figura 6.5.4. Resultados de la simulación para las mismas localizaciones de canal de la Figura 6.5.3. El sistema consiste en 500 km de fibra con el cero de dispersión situado en el offset de frecuencia cero. Los AOs (amplificadores ópticos) se colocan cada 50 km. Los canales se modulan a 10 Gbps y se inyectan en cada tramo con 1 mW de potencia media. (a) Espectro de potencia de entrada y diagrama de ojo. (b) Salida del sistema, canales con misma separación. (c) Salida del sistema, canales con distinta separación [Kam00].

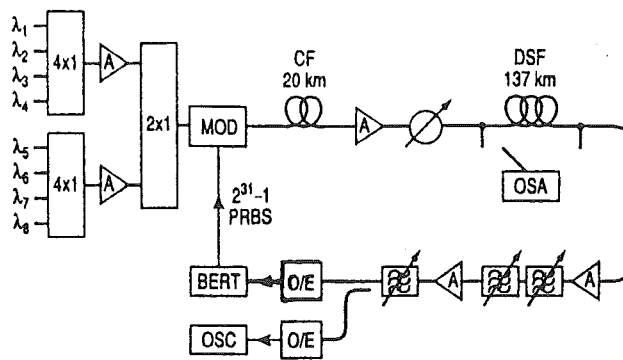


Figura 6.5.5. Diagrama experimental de un experimento de transmisión a 137 km sin repetidores con ocho canales a 10 Gbps que demuestra las ventajas de la separación desigual entre canales. La fibra de 20 km de longitud después del modulador es una fibra convencional de índice escalonado con una dispersión cromática de 16 ps/nm·km y se usa para incorrelar los patrones de bit de los canales con distintas longitudes de onda previamente a la inyección en la fibra de transmisión [Kam00].

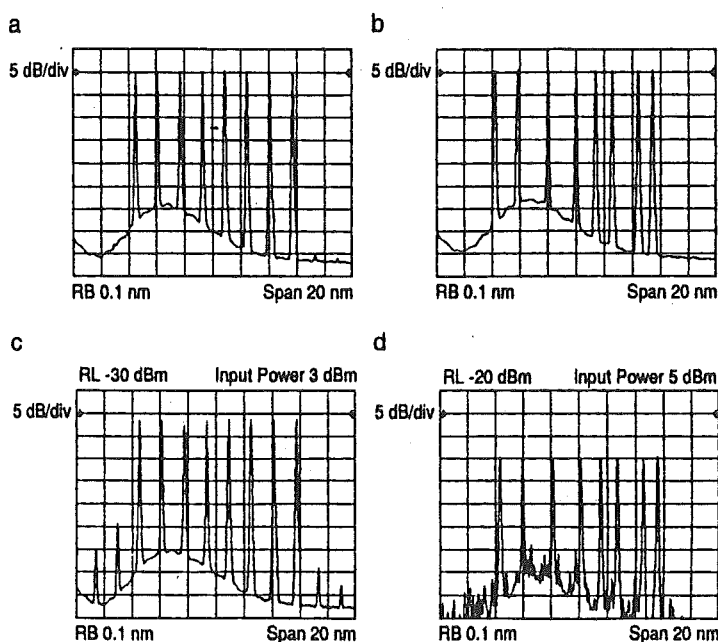


Figura 6.5.6. Espectros de entrada y salida para el experimento de la Figura 6.5.5 para una separación tanto igual como desigual entre canales. (a) Igual separación, entrada. (b) Separación desigual, entrada. (c) Misma separación, salida. (d) Separación desigual, salida [Kam00].

La separación desigual entre canales es una técnica clave para el desarrollo de la WDM en sistemas de comunicación por fibra ya desplegados con DSF (fibra de dispersión desplazada). También puede ser compatible con una estandarización del espectro óptico en el cual se permita que las frecuencias de canal estén igualmente separadas, ya que un sistema desigualmente espaciado se puede diseñar seleccionando las ranuras (slots) de canal a partir del conjunto estándar. La separación desigual entre canales es incluso compatible con la óptica integrada [Kam00].

Mientras que el espaciado desigual mejora los efectos de los productos de mezcla sobre el comportamiento de un sistema WDM, es posible prevenir la generación de esos productos en primer lugar evitando la coincidencia de fases. La Figura 6.5.8 ilustra el efecto de la dispersión cromática de la fibra en el efecto perjudicial derivado de la mezcla. La figura muestra la relación entre la potencia generada y la transmitida para un producto de dos tonos en función de la separación entre canales para tres valores distintos de dispersión cromática.

Es importante observar que la curva superior, que corresponde a un caso en que uno de los dos tonos coincide con la frecuencia de la fibra de dispersión cero, y considerando el producto de mezcla más alejado de la frecuencia de dispersión cero, mantiene una alta eficiencia para separaciones entre canales por encima de 1 nm. Como puede observarse, valores bastante pequeños de dispersión (1–2 ps/nm·km) pueden tener un efecto muy notable. Esto también puede verse en los dos patrones de bit inferiores de la **Figura 6.5.2**. Con $D = 1$ ps/nm·km y una separación de 1 nm entre canales, la FWM se reduce en 20 dB; por lo tanto (ver **Ecuación 6.5.4**), la potencia del canal se puede incrementar en 10 dB. En la **Figura 6.5.9** se muestra el ejemplo de un sistema con cuatro canales. A la salida de los 25 km de fibra DSF con λ_0 dentro del ancho de banda de los canales, los productos de mezcla son claramente visibles. Con 50 km de fibra de dispersión no-cero ($D = 2,5$ ps/nm·km), en cambio, no hay evidencia alguna de productos de mezcla.

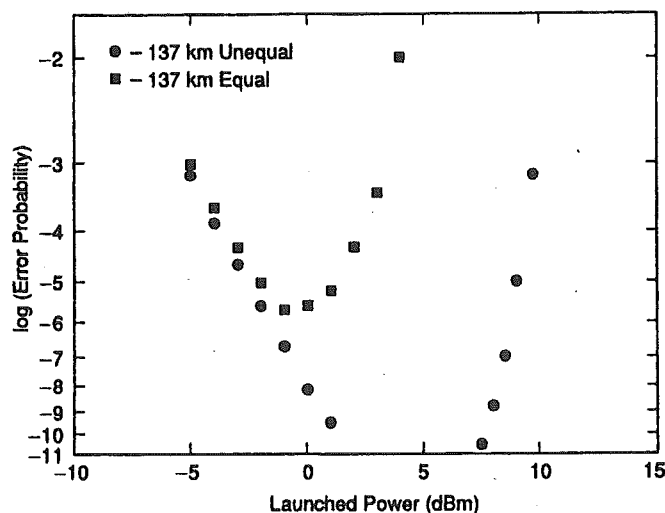


Figura 6.5.7. Curvas de tasa de error de bit (BER) en función de la potencia inyectada por canal para una separación entre canales tanto igual como desigual [Kam00].

Para evitar una penalización por dispersión en un sistema de alta velocidad, el requisito es que la dispersión cromática total sea baja. Sin embargo, si la dispersión cromática local de las fibras se puede controlar, se puede conservar baja la dispersión cromática total mientras se evite una dispersión baja en cualquier segmento de fibra. La gestión de la dispersión se estudia en detalle en el apartado siguiente. **La gestión de la dispersión y la desigual separación entre canales son perfectamente compatibles y se pueden combinar para alcanzar una mayor supresión de los efectos negativos de la FWM que la conseguida por las dos técnicas de forma separada.**

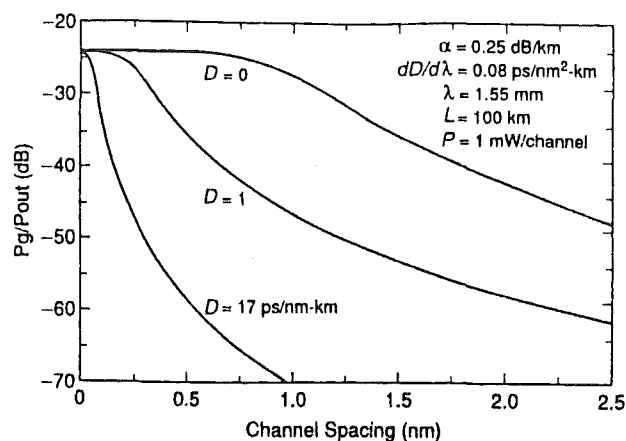


Figura 6.5.8. Representación de la relación entre el producto generado de mezcla y la potencia transmitida por canal en función de la separación entre canales para dos canales con la misma potencia. Las curvas se muestran para tres valores diferentes de dispersión cromática de fibra [Kam00].

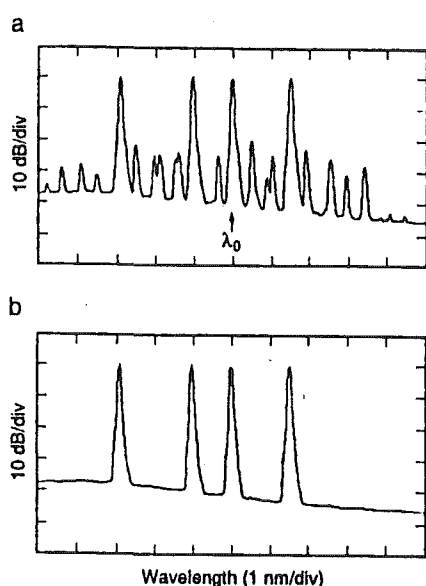


Figura 6.5.9. Cuatro canales WDM, cada uno con una potencia media de 3 dBm, transmitidos a través de (a) 25 km de fibra de dispersión desplazada con λ_0 dentro del ancho de banda de los canales y (b) 50 km de fibra de dispersión nula ($D = 2,5$ ps/nm·km). Los canales están desigualmente espaciados para comprobar la presencia de productos de mezcla [Kam00].

6.6. GESTIÓN DE LA DISPERSIÓN

La dispersión cromática de la fibra juega un papel fundamental a la vez que paradójico en sistemas de transmisión WDM de alta velocidad. Por una parte, es la "perdición" de los pulsos ópticos cortos; y por otra parte, es una muy útil herramienta a la hora de eliminar la FWM [Kam00]. Esto conduce a la evolución natural que ha seguido la gestión de la dispersión. **La gestión de la dispersión asegura que ninguna fibra de la ruta de transmisión tiene una longitud de onda de dispersión cero cerca de las longitudes de onda de señal, pero la dispersión total acumulada para las señales entre el transmisor y el receptor es aproximadamente igual a cero o por lo menos menor que la máxima dispersión acumulada permitida (penalización de 1 dB) para el régimen binario del sistema dado por $DL[\text{ps/nm}] < 10^5/R^2$, donde R es el régimen binario en Gbps.**

La gestión de la dispersión se puede llevar a cabo de varias formas distintas [Kam00]. La dispersión se puede gestionar únicamente en la fibra de transmisión. La Figura 6.6.1 muestra el mapa de dispersión para un

experimento de transmisión a larga distancia de 300 km de longitud con separación entre amplificadores de 50 km. Los tramos adyacentes de fibra tienen magnitudes de dispersión del orden de 2,5 ps/nm·km pero con cambios de signo tramo por tramo. Como era de esperar, hay poca FWM (< -30 dB) y la dispersión acumulada del sistema es aproximadamente cero. En sistemas con regímenes binarios ultra-grandes o en sistemas de longitud muy grande, el mapa de dispersión de la **Figura 6.6.1** es una simplificación. En realidad, se debe tener en cuenta la pendiente de la dispersión. Para el experimento con ocho canales, la **Figura 6.6.1** representa el mapa de dispersión para el canal central. La **Figura 6.6.2** también muestra el mapa de dispersión pero además para los canales de menor y mayor longitud de onda. La dispersión de orden superior causa una extensión de la dispersión acumulada para varios canales. En este caso, la dispersión acumulada para los canales más externos es menor que la máxima dispersión permitida para señales a 20 Gbps (250 ps/nm), pero en sistemas más largos o en sistemas con anchos de banda ocupados más grandes, se pueden ignorar los efectos de la dispersión de orden superior.

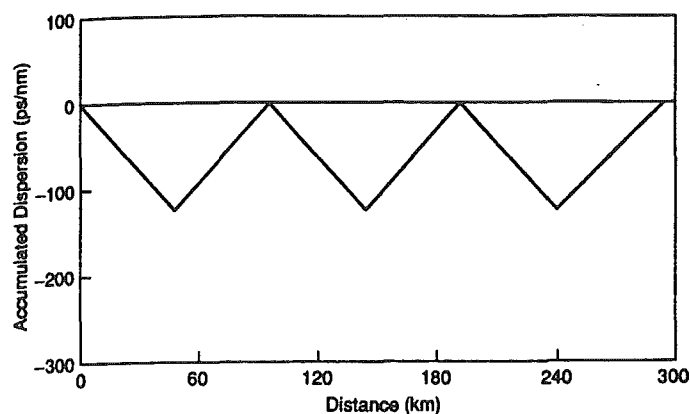


Figura 6.6.1. Un ejemplo de gestión de dispersión. La dispersión total acumulada es cero, aunque ninguna fibra individual tiene dispersión cercana a cero [Kam00].

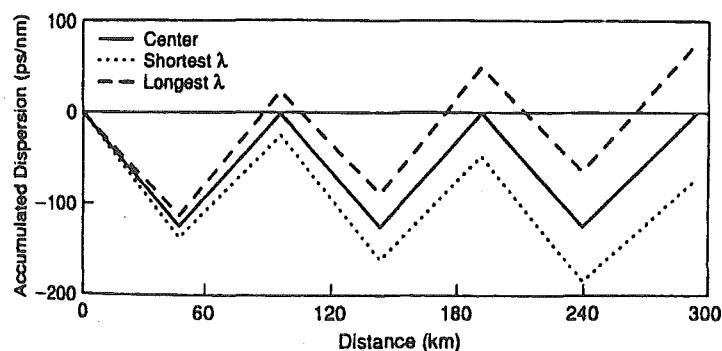


Figura 6.6.2. Mapa de dispersión para los canales de menor y mayor longitud de onda además del mapa de dispersión de la **Figura 6.6.1**. La extensión de la dispersión acumulada resulta de la pendiente positiva de la dispersión en todas las fibras que comprende el tramo de transmisión [Kam00].

La gestión de la dispersión en la fibra de transmisión no se tiene que llevar a cabo necesariamente tramo-a-tramo. Por ejemplo, en experimentos de

transmisión WDM submarinos, la dispersión acumulada se vuelve cercana a cero con un período de alrededor de 1000 km. Alrededor de 900 km de fibra de dispersión no-cero con una dispersión de alrededor de -2 ps/nm·km se junta con 100 km de fibra convencional no-desplazada con $\lambda_0 = 1,3$ μ m. En estos experimentos, este patrón de dispersión de 1000 km de longitud se repite seis veces. En sistemas WDM transoceánicos con regímenes binarios de 5 Gbps o incluso mayores, el walk-off debido a la pendiente de la dispersión es significativo. En tales casos, la dispersión acumulada en exceso se puede recortar en el receptor mediante una técnica tramo-a-tramo [Kam00].

La dispersión también se puede gestionar en la fibra de transmisión "por tramo". En este experimento de 8×10 Gbps, la dispersión acumulada de cada tramo es aproximadamente cero. Los tramos consisten en alrededor de 8 km de fibra no-desplazada seguida de 48 km de fibra de dispersión no-cero con una dispersión igual a $-2,5$ ps/nm·km. La supresión de la FWM en esta configuración es igual de efectiva que en el caso tramo-a-tramo. En general, una gestión eficiente de la dispersión no requiere necesariamente que la dispersión acumulada sea aproximadamente igual a cero al final del sistema de transmisión, sino sólo que se mantenga por debajo del límite permitido de 1 dB. La Figura 6.6.3 muestra el mapa de dispersión para un experimento de transmisión a $16 \times 2,5$ Gbps de 1420 km de longitud. Aunque la dispersión acumulada al final del sistema es grande, aún está bastante por debajo de 16 ps/nm, el límite de dispersión para señales a 2,5 Gbps.

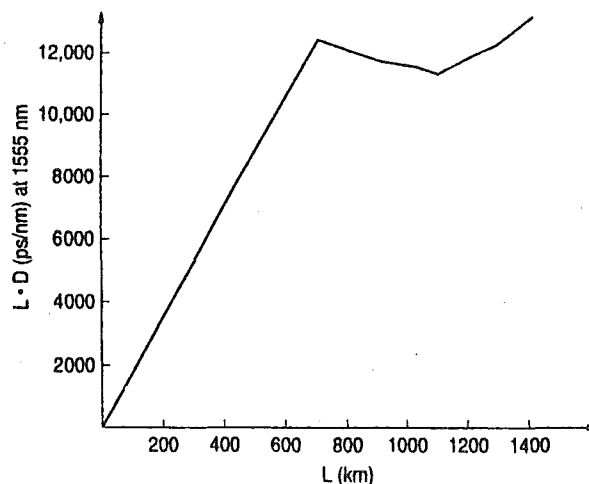


Figura 6.6.3. Mapa de dispersión en el que la dispersión acumulada no se hace igual a cero al final del sistema [Kam00].

Los ejemplos anteriores de gestión de dispersión son útiles para nuevas instalaciones de fibra, pero en general no se pueden aplicar a la enorme infraestructura ya instalada de fibra no-desplazada. La compensación de la dispersión en fibras convencionales no-desplazadas a 1550 nm requiere fibras con grandes dispersiones negativas. A lo largo de los últimos años, se ha desarrollado un nuevo tipo de fibra llamada fibra de compensación de dispersión (DCF, Dispersion-Compensating Fiber). Debido a que la DCF tiene grandes dispersiones negativas ($D < -70$ ps/nm·km), es ideal para compensar fibras no-desplazadas. Algunas DCFs

no sólo tienen una dispersión negativa grande sino también tienen pendientes negativas de dispersión. Tales fibras de compensación pueden reducir la extensión de la dispersión acumulada de un sistema WDM debido a la pendiente de la dispersión. Debido a que el coeficiente de atenuación de las DCFs es bastante grande ($> 0,4$ dB/km), estas fibras típicamente se incorporan en el centro de la plataforma de amplificadores en tándem. La **Figura 6.6.4** muestra el mapa de dispersión usado en un experimento a 8×20 Gbps sobre 232 km de fibra no-desplazada usando DCF con pendiente negativa de dispersión. Hay que señalar que la longitud de dispersión para señales a 20 Gbps en fibra no-desplazada es de 15 km. También es importante observar la ausencia de una extensión significativa de las dispersiones acumuladas de los distintos canales. Tenga la DCF o no tenga pendiente negativa de dispersión, la **Figura 6.6.5** representa el mapa de dispersión. La extensión de la dispersión en este caso es más importante y el canal de mayor longitud de onda se sitúa cerca del límite de dispersión. La DCF con pendiente negativa permite distancias de transmisión mucho mayores antes de que se necesite un recorte individual de la dispersión de los distintos canales. En sistemas relativamente cortos (≈ 100 km) que hagan uso de múltiples canales a 20 Gbps, se puede utilizar el tipo más trivial de gestión de dispersión. El tramo completo de fibra se puede realizar a base de un solo tipo de fibra de dispersión no-cero. Esta fibra reduce los efectos de la dispersión cromática hasta niveles aceptables, mientras que al mismo tiempo elimina los efectos de la FWM.

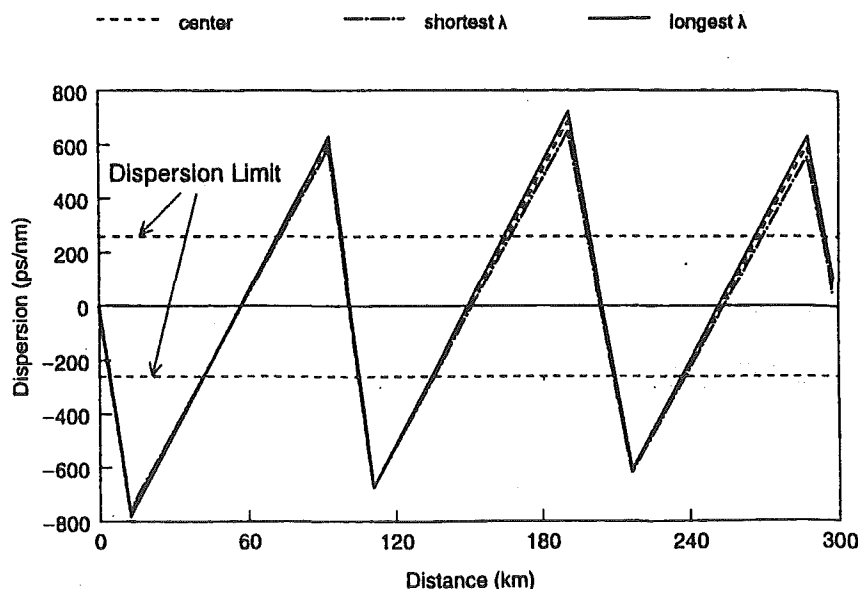


Figura 6.6.4. Mapa de dispersión para 232 km de fibra convencional compensada por fibra DCF con pendiente negativa de dispersión [Kam00].

Como se analizó anteriormente, cuando se usa DCF se puede alcanzar un comportamiento óptimo del sistema subcompensando la dispersión del tramo anterior. Una de las dificultades a la hora de implementar DCFs (fibras de compensación de dispersión) es su gran susceptibilidad a las no-linealidades debido a sus pequeñas áreas de núcleo. Esto excluye la utilización de DCFs en ambientes donde se use alta potencia.

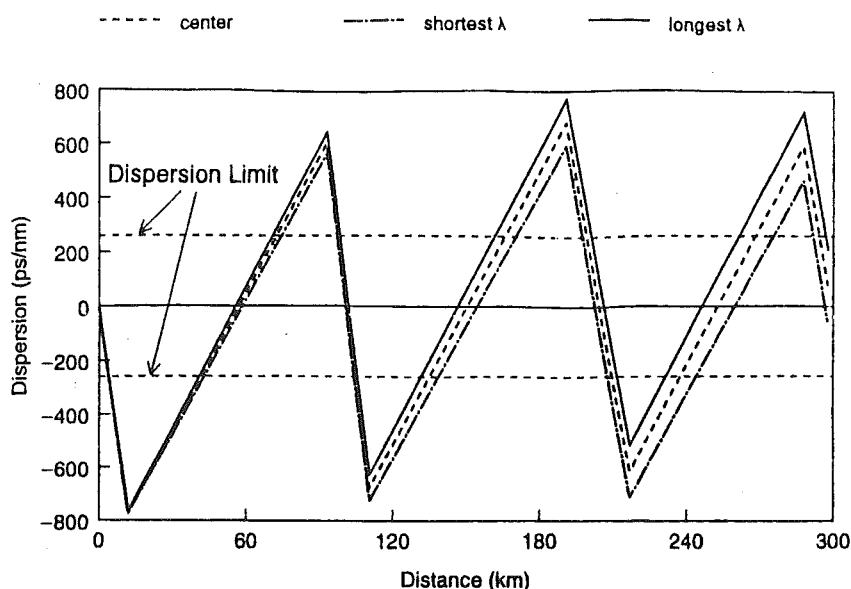


Figura 6.6.5. Mapa de dispersión similar al de la **Figura 6.6.4** pero con DCF con pendiente positiva de dispersión. Es interesante observar la extensión de la dispersión acumulada después de 232 km [Kam00].

Las simulaciones por ordenador son muy útiles para determinar la efectividad de los distintos esquemas antes de la implementación experimental. Aunque existen pocas restricciones en los esquemas de gestión de dispersión, una de tales restricciones es que la longitud sobre la cual la dispersión se hace igual a cero en media no puede ser demasiado pequeña. Las simulaciones por ordenador resultan ser muy útiles en esta situación ya que los experimentos son en general muy costosos tanto en tiempo como en dinero. Se modela un sistema de cuatro canales con 10 Gbps por canal sobre 360 km con 120 km de distancia de amplificación y 200 GHz de separación entre canales. Como fibras de transmisión se usan fibras de dispersión positiva y negativa de longitudes iguales y dispersiones de 2 y -2 ps/nm·km. La **Figura 6.6.6** muestra la apertura fraccional del ojo de cada uno de los cuatro canales en función de la longitud de los segmentos de fibra con dispersión constante, la cual es la mitad del período alternante. Para una longitud de segmento extremadamente corta, la fibra se mantiene como si fuera una fibra con dispersión media igual a cero, en este caso. A medida que la longitud del segmento aumenta, la FWM se va eliminando. La longitud característica exigida para conseguir bajas penalizaciones es igual a la longitud sobre la cual el desfase acumulado para los productos de mezcla es mucho mayor de 2π . Para productos de dos tonos con canales separados 200 GHz, la "longitud de 2π " es 1,5 km. Esto explica la forma general de la **Figura 6.6.6**.

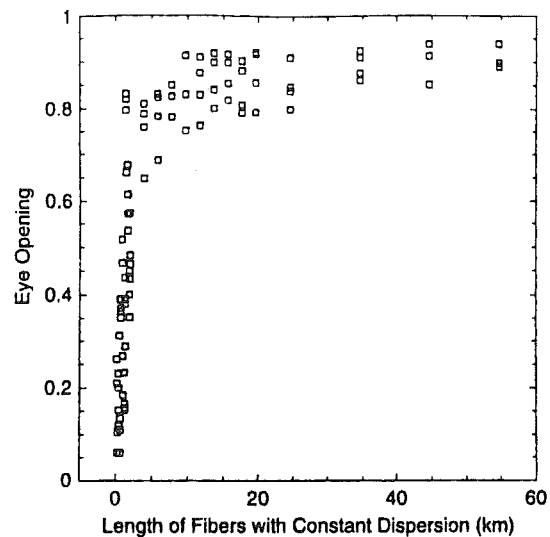


Figura 6.6.6. Representación de la apertura de ojo fraccional en función de la longitud de las fibras con dispersión constante cuando la dispersión alterna entre $+2$ y -2 ps/nm·km. Esta simulación se realiza para un sistema de cuatro canales con 200 GHz de separación entre canales, y una potencia media de entrada de 6 dBm por canal [Kam00].

APÉNDICE A: Símbolos y valores típicos.

TABLA 4.1. LISTA DE SÍMBOLOS⁽¹⁾

<i>Símbolo</i>	<i>Valor típico</i>	<i>Significado físico</i>
A_e	$80 \mu\text{m}^2$	Área efectiva de la fibra
c	$3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$	Velocidad de la luz en el vacío
D	$16 \text{ ps/nm} \cdot \text{km}$	Dispersión cromática de la fibra
$dD/d\lambda$	$0,08 \text{ ps/nm}^2 \cdot \text{km}$	Pendiente de la dispersión (derivada de $D(\lambda)$)
d_{12}	[s/m]	Parámetro de walk-off
D_{ijk}	3 ó 6	Factor de degeneración de la FWM
f	194 THz	Frecuencia óptica
g_B	$4 \cdot 10^{-11} \text{ m/W}$	Coeficiente Brillouin de ganancia
g_{MI}	[1/m]	Coeficiente de ganancia de la MI ⁽²⁾
g_R	$7 \cdot 10^{-14} \text{ mW}$	Coeficiente Raman de ganancia
L	[m]	Longitud de la fibra
L_e	20,7 km	Longitud efectiva de la fibra
L_w	[m]	Longitud de walk-off
N		Número de canales
N_A		Número de tramos amplificados
n	1,45	Índice de refracción de la fibra
n_2	$2,6 \cdot 10^{-20} \text{ m}^2/\text{W}$	Índice no-lineal de refracción
P_B^{th}	4 mW	Potencia umbral de dispersión Brillouin
P_R^{th}	1,8 W	Potencia umbral de dispersión Raman
P	[W]	Potencia óptica
R	[bit/s]	Régimen binario
T	[s]	Período de bit
α	0,21 dB/km	Coeficiente de pérdidas en fibra
β	[1/m]	Constante de propagación del modo
β_2	$-20,4 \text{ ps}^2/\text{km}$	Dispersión de la velocidad de grupo
β_3	$0,16 \text{ ps}^3/\text{km}$	Dispersión de segundo orden (derivada de $\beta_2(\omega)$)
$\Delta\beta$	[1/m]	Desfase de la mezcla de cuatro ondas
γ	$1,3 \text{ W}^{-1}\text{km}^{-1}$	Coeficiente de no-linealidad
η		Eficiencia de la mezcla de cuatro ondas
λ	1550 nm	Longitud de onda de la luz en el vacío
λ_0	1300 nm	Longitud de onda de dispersión cero
$\Delta\lambda$	[nm]	Diferencia en longitud de onda
χ_{1111}	$3,5 \cdot 10^{-15} \text{ [esu]}$	Susceptibilidad no-lineal de tercer orden
ω	1220 Trad/s	Frecuencia angular óptica

⁽¹⁾ Los valores corresponden a una fibra monomodo convencional de sílice.

⁽²⁾ MI \equiv inestabilidad de la modulación (*Modulation Instability*).

APÉNDICE B: Fórmulas y símbolos.

- *Relaciones entre la dispersión cromática de la fibra y la dispersión de la velocidad de grupo:*

$$D = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \beta_2 \quad \frac{dD}{d\lambda} = \frac{4\pi c}{\lambda^3} \beta_2 + \left(\frac{2\pi c}{\lambda^2}\right)^2 \beta_3 \quad \beta_3 = \left(\frac{\lambda^2}{2\pi c}\right)^2 \left(\frac{2}{\lambda} D + \frac{dD}{d\lambda}\right)$$

- *Parámetro de walk-off, longitud de walk-off y longitud efectiva:*

$$d_{12} = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \frac{dD}{d\lambda} (\lambda - \lambda_0) d\lambda \quad L_w = \frac{1}{RD\Delta\lambda} \quad L_e = \frac{1 - e^{-\alpha L}}{\alpha}$$

- *Definición del coeficiente no-lineal γ y relación entre χ_{1111} y η_2 :*

$$\gamma = \frac{2\pi\eta_2}{\lambda A_e} \quad \chi_{1111} [esu] = \frac{c\eta^2}{480\pi^2} \eta_2 [m^2/W]$$

- *Umbral SBS y SRS:*

$$\frac{g_B P_B^{\text{th}} L_e}{2A_e} \approx 21 \quad \frac{g_R P_R^{\text{th}} L_e}{2A_e} \approx 16$$

- *Mezcla de cuatro ondas (FWM):*

$$\begin{aligned} P_{ijk} &= \left(\frac{D_{ijk}}{3} \gamma L_e \right)^2 P_i P_j P_k e^{-\alpha L} \eta \\ \eta &= \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + \Delta\beta^2} \left(1 + \frac{4e^{-\alpha L} \sin^2(\Delta\beta L/2)}{(1 - e^{-\alpha L})^2} \right) \cdot \left(\frac{\sin(N_A \Delta\beta L/2)}{\sin(\Delta\beta L/2)} \right)^2 \\ \Delta\beta &= \beta_i + \beta_j - \beta_k - \beta_{ijk} = \\ &= \frac{2\pi\lambda^2}{c} (f_i - f_k)(f_j - f_k) \left[D(\lambda) - \frac{\lambda^2}{c} \left(\frac{f_i + f_j}{2} - f \right) \frac{dD}{d\lambda} \right] = \\ &= -\frac{2\pi\lambda^4}{c^2} \frac{dD}{d\lambda} \left(\frac{f_i + f_j}{2} - f_0 \right) (f_i - f_k)(f_j - f_k) = \\ &= -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \frac{dD}{d\lambda} \left(\frac{\lambda_i + \lambda_j}{2} - \lambda_0 \right) (\lambda_i - \lambda_k)(\lambda_j - \lambda_k) \end{aligned}$$

- *Magnitud relativa de un producto de tres tonos en fase en un sistema WDM:*

$$\frac{P_{ijk}}{P(L)} = \left(\frac{D_{ijk}}{3} \right)^2 (\gamma P L_e)^2 \approx 0,01 P^2 [mW^2]$$

Capítulo 7

Resumen Final Y Conclusiones

El gran atractivo de las comunicaciones ópticas reside en la capacidad de las fibras de sílice de transportar grandes cantidades de información a lo largo de grandes tramos de línea sin la necesidad de repetidores o regeneradores de señal. Para utilizar todo el ancho de banda disponible, se multiplexan un gran número de canales a distintas longitudes de onda en la misma fibra. Con objeto de incrementar los márgenes de funcionamiento de los sistemas, se necesitan grandes potencias de transmisión y fibras con pérdidas por atenuación muy bajas. Estos intentos por utilizar al máximo las capacidades de la fibra de sílice están limitadas principalmente por las interacciones no lineales entre la señal luminosa y el medio de transmisión. Estas no-linealidades ópticas producen interferencia, distorsión y atenuación de las señales ópticas, lo que provoca una degradación en la calidad del sistema. Además, el hecho de asumir que los sistemas de comunicaciones ópticas se pueden comportar de forma lineal es una aproximación adecuada cuando se opera a unos niveles de potencia moderados (unos pocos mW) y a velocidades de transmisión que no superen los 2,5 Gbps. Sin embargo, a velocidades o potencias superiores ya empiezan a ser importantes los efectos de las no-linealidades, y en el caso de los sistemas WDM estos efectos son importantes incluso con potencias y velocidades de transmisión moderadas, condicionando el número de canales del sistema y la separación entre ellos.

Las no-linealidades se pueden clasificar en dos categorías [Agr97, Kam00]:

- Las que se producen debido a la dependencia del índice de refracción con la intensidad del campo aplicado, que a su vez es proporcional al cuadrado de la amplitud: automodulación de fase (SPM), modulación cruzada de fase (XPM) y mezclado de cuatro ondas (FWM).

- Las que se producen por efectos de dispersión en la fibra, debido a la interacción de las ondas de luz con los fonones (vibraciones moleculares) en el silicio: dispersiones estimuladas de Raman (SRS) y de Brillouin (SBS).

Cada uno de los efectos ópticos no-lineales de esta variada colección se manifiesta de forma distinta. La **dispersión estimulada de Raman** o **SRS** (*Stimulated Raman Scattering*) es una interacción entre la luz y las vibraciones de las moléculas de sílice y se traduce en una atenuación excesiva en los canales de longitud de onda corta de los sistemas WDM. La **dispersión estimulada de Brillouin** o **SBS** (*Stimulated Brillouin Scattering*) es una interacción entre la luz y las ondas de sonido en la fibra, lo que provoca una conversión de frecuencias y una inversión de la dirección de propagación de la luz. La **automodulación de fase** o **SPM** (*Self-Phase Modulation*) se produce cuando las fluctuaciones en la potencia de la señal llevan a la modulación de la fase de la señal óptica y a un ensanchamiento del espectro. La **modulación cruzada de fase** o **XPM** (*Cross-Phase Modulation*) es una interacción, a través del índice no lineal de refracción, entre la intensidad de una de las ondas de luz y la fase óptica de las restantes señales. La **mezcla de cuatro ondas** o **FWM** (*Four-Wave Mixing*) es una distorsión provocada por la intermodulación de tercer orden en la que dos o más señales a diferentes longitudes de onda se mezclan y como resultado surgen nuevas ondas ópticas a otras longitudes de onda distintas.

Cada una de estas no-linealidades afecta de forma distinta a los sistemas WDM. Sin embargo, en general, la **dispersión estimulada de Raman** o **SRS**, la **dispersión estimulada de Brillouin** o **SBS** y la **mezcla de cuatro ondas** o **FWM**, por medio de un proceso de conversión de frecuencias, generan una serie de señales que interfieren en otros canales. Esto degrada tanto los sistemas heterodinos como los sistemas basados en detección directa. Por el contrario, la **automodulación de fase** o **SPM** y la **modulación cruzada de fase** o **XPM** tan sólo influyen en la fase de las señales ópticas, con lo que por tanto, son sólo los sistemas modulados en fase los que se ven afectados por estas no-linealidades.

Para finalizar este Proyecto Fin de Carrera dedicado a las no-linealidades en fibra, voy a resumir las conclusiones a las que se ha llegado después del estudio teórico realizado.

7.1. CONCLUSIONES

- Característica principal de un sistema WDM: grandes tramos de transmisión sin regeneración de la señal óptica.
- Consecuencia: aparición de no-linealidades en fibra.
- Clasificación de las no-linealidades:
 - ✓ Dispersión estimulada: SRS (dispersión estimulada de Raman) y SBS (dispersión estimulada de Brillouin).
 - ✓ Índice no-lineal de refracción: SPM (automodulación de fase), XPM (modulación cruzada de fase) y FWM (mezcla de cuatro ondas).
- Dispersión estimulada de Raman (SRS, *Stimulated Raman Scattering*):
 - ✓ Efecto de banda ancha en ambos sentidos de propagación.

- ✓ Transferencia de potencia desde la señal de mayor frecuencia (menor longitud de onda) hacia la señal de menor frecuencia (mayor longitud de onda).
- ✓ Generación de una señal estimulada (señal Stokes).
- ✓ Potencia umbral a partir de la cual se degrada el comportamiento del sistema: potencia incidente a la cual las señales incidente y Stokes tienen la misma potencia a la salida de la fibra.
- ✓ Efectos de la SRS en un sistema WDM:
 - Degradación de la relación señal-a-ruido (SNR) óptica.
 - Límites en potencia óptica: umbral SRS.
 - Distorsión de la forma de onda.
- ✓ Técnicas de supresión SRS:
 - Reducción de la separación entre canales.
 - Inversión espectral.
 - Filtrado óptico paso-alto.
- ✓ Parámetros WDM afectados por la SRS:
 - OSNR (relación señal-a-ruido óptica).
 - CLP (producto capacidad-longitud).
 - NTLP (producto caudal del último nodo-longitud).
- Dispersión estimulada de Brillouin (SBS, *Stimulated Brillouin Scattering*):
 - ✓ Fotón incidente = fotón de frecuencia inferior + fonón (onda acústica).
 - ✓ Señal Stokes en sentido contrario a señal incidente.
 - ✓ Límites en potencia óptica incidente: umbral SBS.
 - ✓ Reducción de la apertura del diagrama de ojo en el receptor.
 - ✓ Multitud de técnicas de supresión: no-linealidad menos importante.
- Automodulación de fase (SPM, *Self Phase Modulation*):
 - ✓ Índice de refracción dependiente de la intensidad óptica de entrada.
 - ✓ Desplazamiento de fase proporcional a la intensidad del pulso: generación de una modulación de fase.
- Modulación cruzada de fase (XPM, *Cross Phase Modulation*):
 - ✓ Índice de refracción dependiente de la intensidad óptica de otras señales: generación de una modulación de fase.
 - ✓ Reducción de la XPM: aumentar separación entre canales (compromiso supresión SRS/XPM).
- Mezcla de cuatro ondas (FWM, *Four Wave Mixing*):
 - ✓ Índice de refracción dependiente de la intensidad: aparición de nuevas señales a frecuencia $\omega_i \pm \omega_j \pm \omega_k$ (no-linealidad de tercer orden).
 - ✓ Reducir FWM: utilizar una separación desigual entre canales + gestión de la dispersión.
- Gestión de la dispersión:
 - ✓ Ningún tramo de fibra con dispersión nula.
 - ✓ Dispersión total acumulada entre TX y RX igual a cero o por debajo de la máxima permitida.
 - ✓ DCF (fibra de compensación de dispersión): grandes dispersiones negativas para compensar las redes existentes de fibra.

Capítulo 8

Bibliografía

- [Agr95] *Nonlinear fiber optics*, G.P. Agrawal, New York: Academic Press, 2nd ed. 1995.
- [Agr97] *Fiber-Optic Communication Systems*, G.P. Agrawal, John Wiley & Sons, 2nd ed. 1997.
- [Aok88] *Input powers limits of single-mode optical fibers due to Stimulated Brillouin Scattering in optical communications systems*, Y. Aoki, K. Tajima & I. Mito, 1988, J. Lightwave Tech. 6:710.
- [Azu88] *Wavelength dependence of Brillouin gain spectra for single-mode optical fibers*, Y. Azuma, N. Shibata, T. Horiguchi & M. Tateda, 1988, Electron. Lett. 24:250.
- [Bel00a] *Cross-Phase Modulation suppressor for multispan dispersion-managed WDM transmissions*, G. Bellotti and S. Bigo, IEEE Photon. Tech. Lett. 12:726, 2000.
- [Bel00b] *10x10 Gb/s Cross-Phase Modulation suppressor for multispan transmissions using WDM narrow-band fiber Bragg gratings*, G. Bellotti, S. Bigo, Pierre-Yves Cortès, S. Gauchard and S. LaRochelle, IEEE Photon. Tech. Lett. 12:1403, 2000.

- [Ber96] *Wavelength Division Multiplexing in long-haul transmission systems*, N.S. Bergano & C.R. Davidson, 1996, J. Lightwave Tech. 14:1299.
- [Bet01a] *Analysis of the Cross-Phase Modulation effect in WDM optical systems*, S. Betti and M. Giaconi, IEEE Photon. Tech. Lett. 13:43, 2001.
- [Bet01b] *Effect of the Cross-Phase Modulation on WDM optical systems: analysis of fiber propagation*, S. Betti and M. Giaconi, IEEE Photon. Tech. Lett. 13:305, 2001.
- [Car00] *Combining Self-Phase-Modulation and optimum modulation conditions to improve the performance of 10 Gb/s transmission systems using MQW Mach-Zehnder modulators*, J.C. Cartledge, J. Lightwave Tech. 18:647, 2000.
- [Che94] *Field demonstration of 10 Gb/s-360 km transmission through embedded standard (non-DSF) fiber cables*, C.D. Chen, J.M.P. Delavaux, B.W. Hakki, O. Mizuhara, T.V. Nguyen, R.J. Nuyts, K. Ogawa, Y.K. Park, R.E. Tench & P.D. Yeates, 1994, Electron. Lett. 30:1159.
- [Chi94] *Cross-Phase Modulation in dispersive fibers: theoretical and experimental investigation of the impact of modulation frequency*, Ting-Kuang Chiang, N. Kagi, T.K. Fong & M.E. Marhic, 1994, IEEE Photon. Tech. Lett. 6:733.
- [Chi96] *Cross-Phase Modulation in fiber links with multiple optical amplifiers and dispersion compensators*, Ting-Kuang Chiang, N. Kagi, M.E. Marhic & L.G. Kazovsky, 1996, J. Lightwave Tech. 14:249.
- [Chr83] *Performance degradation due to Stimulated Raman Scattering in wavelength-division-multiplexed optical-fiber systems*, A.R. Chraplyvy & P.S. Henry, 1983, Electron. Lett. 19:641.
- [Chr84] *Optical power limits in multichannel wavelength-division-multiplexed systems due to Stimulated Raman Scattering*, A.R. Chraplyvy, 1984, Electron. Lett. 20:58.
- [Chr89] *Theory of Stimulated Raman Scattering in Optical Fibers in the Pulse Walkoff Regime*, D.N. Christodoulides and R.I. Joseph, IEEE J. Quantum Electronics, 25:273, 1989.
- [Chr90] *Limitations on lightwave communications imposed by optical-fiber nonlinearities*, A.R. Chraplyvy, 1990, J. Lightwave Tech. 8:1548.

- [Chr93] *What is the actual capacity of single-mode fibers in amplified lightwave systems?*, A.R. Chraplyvy & R.W. Tkach, 1993, IEEE Photon. Tech. Lett. 5:666.
- [Chu00] *Effects of Stimulated Raman Scattering on pilot-tone-based WDM supervisory technique*, H.S. Chung, S.K. Shin, K.J. Park, H.G. Woo and Y.C. Chung, IEEE Photon. Tech. Lett. 12:731, 2000.
- [Col00] *Nonlinear polarization evolution induced by Cross-Phase Modulation and its impact on transmission systems*, B.C. Collings and L. Boivin, IEEE Photon. Tech. Lett. 12:1582, 2000.
- [Dju00] *Dynamic Stimulated Brillouin Scattering analysis*, A. Djupsjöbacka, G. Jacobsen and B. Tromborg, J. Lightwave Tech. 18:416, 2000.
- [Duc96] T. Ducellier and M.B. Bibey, IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 8, no. 4, pp. 530–532, 1996.
- [Eis01] *The impact of non-linear fiber effects on fiber choice for ultimate transmission capacity*, Michael Eiselt, AT&T Labs-Research, 2001.
- [Hai00] *Limitation of Stimulated Raman Scattering cancellation in WDM systems via spectral inversion*, Haitao Yu and Keang-Po Ho, IEEE Photon. Tech. Lett. 12:998, 2000.
- [Hui98] *Frequency Response of Cross-Phase Modulation in Multispan WDM Optical Fiber Systems*, R. Hui, Y. Wang, K. Demarest and C. Allen, IEEE Photon. Tech. Lett. 10:1271.
- [Hyu01] *Capacities of WDM transmission systems and networks limited by Stimulated Raman Scattering*, Hyun Deok Kim and Chang-Hee Lee, IEEE Photon. Tech. Lett. 13:379, 2001.
- [Kam00] *Optical Fiber Communications*, Kaminow & Koch, 2000.
- [Kea00] *Statistical properties of Stimulated Raman Crosstalk in WDM systems*, Keang-Po Ho, J. Lightwave Tech. 18:915, 2000.
- [Kei00] *Optical Fiber Communications*, Gerd Keiser, 2000.
- [Lee00] *Measurement of Stimulated-Brillouin-Scattering threshold for various types of fibers using Brillouin optical-time-domain reflectometer*, C.C. Lee & S. Chi, IEEE Photon. Tech. Lett. 12:672, 2000.
- [McI01] *Eliminating SRS channel depletion in massive WDM systems via optical filtering techniques*, C.M. McIntosh, A.G. Grandpierre, D.N. Christodoulides, J. Toulouse and J.M.P. Delavaux, IEEE Photon. Tech. Lett. 13:302, 2001.

- [Nor01] *Waveform distortion due to Stimulated Raman Scattering in wide-band WDM transmission systems*, S. Norimatsu and T. Yamamoto, J. Lightwave Tech. 19:159, 2001.
- [Öhl00] *Wavelength dependence and power requirements of a wavelength converter based on XPM in a dispersion-shifted optical fiber*, P. Öhlén, Bengt-Erik Olsson and D.J. Blumenthal, IEEE Photon. Tech. Lett. 12:522, 2000.
- [Pal00] *Analytical evaluation of transmission penalty due to group velocity dispersion, Self-Phase Modulation and amplifier noise in optical heterodyne CPFSK systems*, B. Pal, R. Gangopadhyay and G. Prati, J. Lightwave Tech. 18:530, 2000.
- [Ram00] *Estudio de efectos no-lineales en dispositivos fotónicos y su aplicación en sistemas radio sobre fibra óptica*, F. Ramos Pascual, Dpto. de Comunicaciones, Universidad Politécnica de Valencia, 2000.
- [San00] *A 40 Gb/s/ch WDM transmission with SPM/XPM suppression through prechirping and dispersion management*, A. Sano, Y. Miyamoto, S. Kuwahara and H. Toba, J. Lightwave Tech. 18:1519, 2000.
- [Sht00] *Cross-Phase Modulation distortion measurements in multispan WDM systems*, M. Shtaif, M. Eiselt and L.D. Garrett, IEEE Photon. Tech. Lett. 12:88, 2000.
- [Sim00] *High-efficiency wavelength conversion using FWM in an SOA integrated DFB laser*, T. Simoyama, H. Kuwatsuka, B.E. Little, M. Matsuda, Y. Kotaki and H. Ishikawa, IEEE Photon. Tech. Lett. 12:31, 2000.
- [Son00] *Effects of SPM, XPM and Four-Wave-Mixing in L-band EDFAs on fiber-optic signal transmission*, K. Song and M. Premaratne, IEEE Photon. Tech. Lett. 12:1630, 2000.
- [Tak01] *Application of Raman-distributed amplification to WDM transmission systems using 1.55- μ m Dispersion-Shifted Fiber*, N. Takachio and H. Suzuki, J. Lightwave Tech. 19:60, 2001.
- [Thi00] *Investigation of XPM distortion in transmission over installed fiber*, H.J. Thiele, R.I. Killey and P. Bayvel, IEEE Photon. Tech. Lett. 12:669, 2000.
- [Tho00] *Proton bombardment for enhanced Four-Wave Mixing in InGaAsP-InP waveguides*, E.R. Thoen, J.P. Donnelly, S.H. Groves, K.L. Hall and E.P. Ippen, IEEE Photon. Tech. Lett. 12:311, 2000.

- [Wat93] S. Watanabe et al., IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 5, no. 10, pp. 1241–1243, 1993.
- [Wu94] W. Wu et al., IEEE Photon. Technol. Lett., vol. 6, no. 12, pp. 1448–1450, 1994.

Presupuesto

En este capítulo se calcula el coste estimado del presente proyecto, dividiéndolo en tres partes:

- Coste de la mano de obra.
- Coste de amortización de materiales y equipos.
- Costes varios.

La duración del presente proyecto se estima en 6 meses. El equipo necesario para su realización está formado por:

- Un Ingeniero de Telecomunicación: máximo responsable del equipo de trabajo, encargado de la dirección y planificación del mismo. Aporta los conocimientos teóricos y prácticos necesarios para la ejecución del proyecto. La duración de su trabajo es de 6 meses.
- Un mecanógrafo: responsable de la generación de todos los documentos y gráficos. La duración de su trabajo es de un mes.

Todas las cantidades se expresan en euros.

Coste de la mano de obra

Este coste se obtiene simplemente sumando el cálculo del coste de los salarios.

	Número de meses	Sueldo/mes	Total
Ingeniero	6	1800	10800
Mecanógrafo	1	1020	1020
Total mano de obra			11820

Amortización de materiales y equipos

En este apartado se incluye la amortización de los equipos informáticos necesarios para el desarrollo del proyecto.

	Vida útil (años)	Coste	Total
Equipos informáticos	3	1950	487,5
Total amortización			487,5

Varios

Se incluyen en este apartado los gastos de materiales de oficina, desplazamiento y encuadernación.

Total varios 300

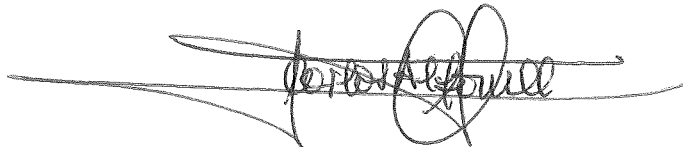
Coste total del proyecto

Concepto	Importe
Mano de obra	11820
Amortización de materiales y equipos	487,50
Varios	300
Total proyecto	12607,50
I.V.A. (16%)	2017,20
TOTAL	14624,70

El importe total del presente presupuesto asciende a la cantidad de **catorce mil seiscientos veinticuatro euros con setenta céntimos (14624,70 euros)**.

Madrid, 16 de JUNIO de 2002

El ingeniero proyectista



Fdo.: Carlos Alfonsel Jaén